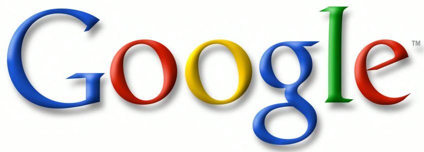
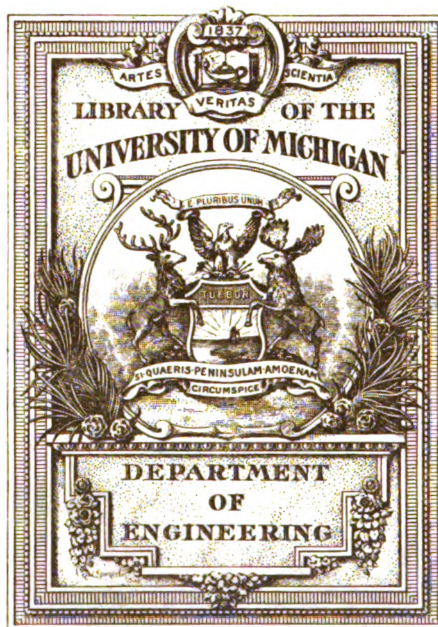




La Lumière électrique


1837
ARTES
VERITAS
SCIENTIA
LIBRARY OF THE
UNIVERSITY OF MICHIGAN
E PLURIBUS UNUM
TUEBOR
SI QUAERIS PENINSULAM AMOENAM
CIRCUMSPICE
DEPARTMENT
OF
ENGINEERING

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques - Mécaniques - Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

TOME XLVII

2e TRIMESTRE 1906

ADMINISTRATION ET RÉDACTION

40, RUE DES ÉCOLES, 40

PARIS Ve

Tome XLVII. Samedi 7 Avril 1906. 13e Année. — N° 14.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques - Mécaniques - Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIMENSIONS GÉNÉRALES RATIONNELLES ET RÉELLES

DES QUANTITÉS MAGNÉTIQUES ET ÉLECTRIQUES

M. Fritz Emde a publié dernièrement quelques remarques et formulé certaines critiques sur le système « général rationnel et réel des quantités magnétiques et électriques » dont nous avions donné très succinctement la marche à suivre. Ces critiques ne sont pas justifiées : pour dissiper toute équivoque à ce sujet, nous devons dire que ces critiques qui seraient tout à fait justifiées pour le cas du système électromagnétique actuel, disparaissent totalement dès qu'on a affaire à un système général.

Nous abordons immédiatement la principale critique qui nous a été adressée. M. Emde ne nous reconnait pas le droit de donner à certaines quantités électriques des rôles mécaniques et s'appuie sur ce fait que « l'expérience ne prouve malheureusement pas qu'un courant est identique à une vitesse linéaire, mais simplement qu'il existe *parfois* entre ces deux grandeurs une analogie intéressante ». M. Emde estime déjà que parfois nous avons raison, il ne reste donc plus à vaincre que certaines de ses hésitations en abordant les cas où l'analogie précédente n'est pas évidente.

Rappelons qu'avant de déterminer la valeur numérique de nos exposants nous avons déterminé les dimensions des quantités magnétiques et électriques sous une forme algébrique. Cette forme préliminaire nous était nécessaire pour établir certains résultats qui paraîtraient, à première vue, en contradiction avec le système actuel et cela sans le besoin d'aucune hypothèse préalable qui aurait enlevé à notre discussion le degré d'exactitude que nous tenions à lui donner. Ce travail était, dans ces conditions, tout différent du sujet déjà traité par M. Vaschy, ce dernier n'étant pas arrivé aux mêmes résultats.

Dans cette discussion nous sommes arrivés à démontrer mathématiquement la relation (page 243) :

$$Xi = P = L^{2-x} M^{1-y} T^{-2-z}. \qquad (1)$$

Au point de vue des dimensions algébriques, on avait

$$X = L^{2-x-x'} M^{1-y-y'} T^{-1-z-z'}$$
$$i = L^{x'} M^{y'} T^{z'-1}$$
$$P = L^{2-x} M^{1-y} T^{-2-z}$$

La relation (1) est très importante, car, en d'autres termes, elle dit que pour tous les systèmes il n'y a pas de similitude entre le courant i et la puissance magnétique d'un feuillet. Cette identification ne peut s'établir qu'en posant entre les différents exposants la relation :

$$x + x' = 2 \quad , \quad y + y' = 1 \quad , \quad z + z' = -1. \qquad (2)$$

Disons tout de suite que, dans notre étude, nous nous sommes préoccupés exclusivement de la valeur numérique de nos exposants ; sans nuire aux dimensions de nos quantités, nous pouvons donc éliminer les facteurs numériques et les expressions angulaires. Ceci dit, pour tous les systèmes répondant à la relation (2), l'équation (1) devient $i = P$ et l'identification pourrait paraître possible. Il n'en est rien. Par suite de cette assimilation, le courant i devrait prendre le même rôle que la puissance magnétique d'un feuillet et, à un facteur numérique près et à une expression angulaire près, le rôle d'une force magnétomotrice $F = 4\pi ni$.

Si cette assimilation était exacte, il ne devrait y avoir aucune contradiction entre le rôle ainsi forcé attribué à i et le rôle que cette même quantité joue dans les relations qui sont indépendantes de cette assimilation.

Or dans les équations actuelles reliant des quantités électriques, la quantité i paraît bien jouer le rôle d'une vitesse linéaire.

Ex. : $$E = Ri \quad , \quad W = \frac{Li^2}{2}, \quad P = Ei = Ri^2$$

Il n'en est plus de même pour les équations actuelles reliant des quantités magnétiques à des quantités électriques, équations qui sont justement basées sur l'assimilation (3).

Ex. : $$F = 4\pi ni \quad , \qquad H = 4\pi ni \frac{1}{l}$$
$$\Phi = \mu 4\pi ni \frac{s}{l} \quad , \qquad B = 4\pi ni\mu \frac{1}{l}.$$

Dans le système actuel, la quantité i ne joue pas toujours le même rôle, et c'est ce désaccord qui, précisément, ne justifie pas l'assimilation en question. L'expérience prouve donc que la relation (3) est en défaut.

Pour tous les systèmes dont les exposants ne répondent pas à la relation (2), on a $P = Xi$. Abordons alors l'étude d'un solénoïde composé de n spires de surface s. Soit l la longueur occupée par les spires, E leur distance et i le courant. Chaque spire peut être remplacée par un feuillet de même contour et de puissance $P = Xi$ et d'épaisseur ϵ. En suivant le raisonnement adopté dans les ouvrages classiques, on arrive à la loi du circuit magnétique qui, dans ces conditions, se présente sous la forme :

$$\Phi = \frac{4\pi nXi}{\frac{l}{\mu s}} = L^{3-x} M^{1-y} T^{-2-z},$$

et on peut poser $F = 4\pi nXi = L^{2-x} M^{1-y} T^{-2-z}$

et $$R = \frac{l}{\mu s} = L^{-1}.$$

La quantité F, quel que soit le système adopté, a toujours les dimensions du potentiel magnétique, la quantité R possède des dimensions qui sont toujours indépendantes du système adopté. De plus dans la relation $F = 4\pi n X i$, la quantité i ne prend plus le rôle d'une force magnétomotrice ; ce rôle, toujours à un facteur numérique près et à une expression angulaire près, est tenu par la quantité composée Xi.

Supposons alors avoir affaire à des systèmes dont les différents exposants sont reliés par la relation $x = x'$, $y = y'$, $z = z'$,
relation caractérisant les systèmes désignés sous le nom de systèmes généraux. Rapprochons au point de vue des dimensions les relations $F = (4\pi n X) i$ et $E = Ri$. On a :

$$F = (4\pi n X) i \qquad (5)$$
$$F = L^{2-x} M^{1-y} T^{-2-z}$$
$$(4\pi n X) = L^{2-x-x'} M^{1-y-y'} T^{-1-z-z'}$$
$$i = L^{x'} M^{y'} T^{z'-1}$$

$$E = Ri \qquad (6)$$
$$E = L^{2-x'} M^{1-y'} T^{-2-z'}$$
$$R = L^{2-2x'} M^{1-2} T^{-1-2z'}$$
$$i = L^{x'} M^{y'} T^{z'-1}.$$

Toutes les fois qu'on a affaire à un système général, les quantités F et E ont les mêmes dimensions : on peut donc physiquement les assimiler, et, par conséquent, identifier leur rôle. La même chose peut être dite pour les quantités $(4\pi n X)$ et R. Par suite de cette double assimilation, ou si l'on préfère, par suite de cette double analogie, le rôle que peut jouer la quantité i dans la relation (5) n'est plus en contradiction avec le rôle que peut jouer cette même quantité dans la relation (6). Dans les deux relations la quantité i joue un rôle unique. Remarquons que l'analogie possible entre F et E a été déjà soupçonnée : elle est souvent employée dans la théorie électromagnétique actuelle où pourtant ces quantités affectent des dimensions différentes. On prouverait de même que, pour tous les systèmes généraux, l'intensité de courant ne peut jouer qu'un seul et unique rôle.

En particulier si on fait $x = x' = 1$, $y = y' = 0$, $z = z' = 0$

on a :
$$F = LMT^{-2} \qquad F = LMT^{-2}$$
$$(4\pi n X) = MT^{-1} \qquad R = MT^{-1} \qquad i = LT^{-1}.$$

Dans notre solution numérique les résultats obtenus sont très remarquables et on voit combien l'intuition a précédé les résultats acquis par nos calculs lors de l'appellation des quantités F et E. Dans ce système la quantité i joue toujours le rôle d'une vitesse grâce à la suppression de l'identification du courant et du feuillet magnétique. L'analogie entre les formules électriques et hydrodynamiques vient confirmer hautement les dimensions que nous attribuons à R. Mais que dire des dimensions que cette même quantité affecte dans le système électromagnétique actuel ?

M. Emde nous adresse aussi des critiques identiques au sujet des coefficients d'induction mutuelle. Nous nous répétons : ces critiques s'adressent bien à certains systèmes, entre autres au système actuel, mais disparaissent dès qu'il s'agit d'un système général. En effet, dans notre étude page 245, nous avons mathématiquement établi une distinction entre le flux magnétique N et ce que nous avons appelé flux de force Φ. Pour tous les systèmes on a.

$$\Phi = Hs = L^{3-x} M^{1-y} T^{-2-z}$$
$$N = \frac{X}{K_1} \Phi = L^{2-x'} M^{1-y'} T^{-1-z'}$$

et
$$\frac{\Phi}{N} = \frac{K_1}{X} = L^{-1-x+x'} M^{1-y+y'} T^{-1-z+z'} \qquad (7)$$

S'il existe entre les différents exposants la relation

$$x - x' = 1 \quad , \quad y = y' = 0 \quad , \quad z - z' = -1 \qquad (8)$$

en ne tenant pas compte du coefficient numérique qui pourrait exister, la relation (7) devient

$\Phi = N$ et, pour tous ces systèmes, il y aurait identification entre le flux magnétique Φ et le flux de force N. Remarquons que le système électromagnétique actuel appartient à ce groupe.

Si cette identification était possible, il ne devrait y avoir aucune hésitation, aucune contradiction dans les deux rapports

$$L_1 = \frac{N}{i} = \frac{L^{2-x'} M^{1-y'} T^{-1-z'}}{L^{x'} M^{y'} T^{z'-1}} = L^{2-2x'} M^{1-2y'} T^{-2z'}$$

$$L_2 = \frac{\Phi}{i} = \frac{L^{3-x} M^{1-y} T^{-2-z}}{L^{x'} M^{y'} T^{z'-1}} = T^{-1-z-z'} M^{1-y-y'} L^{3-x-x'},$$

ces deux rapports devant être pour ces systèmes absolument identiques.

Or cette hésitation, cette contradiction se manifeste dans le système électromagnétique actuel et, dans la théorie actuelle, il existe deux définitions et deux appellations pour la self-induction, M. Blondel ayant proposé pour l'un des deux coefficients (L_1) le nom de coefficient de réaction propre.

Si le système est général, les deux quantités L_1 et L_2 sont absolument distinctes, le système algébrique vient nous indiquer que c'est la quantité L_1 qu'il faut envisager dans les relations

$$e = -L_1 \frac{di}{dt} = L^{2-x'} M^{1-y'} T^{-2-z'}$$

$$W = \frac{L_1 i^2}{2} = L^2 M T^{-2},$$

où elle joue le rôle d'une masse mécanique, tandis que c'est L_2 qu'il faut envisager lorsqu'on détermine le rapport du flux magnétique au courant. Si on fait

$$x = x' = 1 \quad , \quad y = y' = 0 \quad , \quad z \text{ et } z' = 0,$$

on a $L_1 = M$ et $L_2 = LMT^{-1}$,
et lorsque nous prétendons que la self-induction joue le rôle d'une masse, c'est la quantité L_1 que nous sous-entendons et, de ce fait, l'expérience vient toujours confirmer notre prétention, car nous écartons, par suite de cette distinction, les formules où il s'agit en réalité de L_2.

Un raisonnement identique pourrait s'appliquer au coefficient d'induction mutuelle.

En résumé, les rôles mécaniques que nous attribuons à nos quantités sont toujours et sans aucune exception vérifiés par l'expérience. A ce sujet, il est bien entendu qu'il faut tenir absolument compte des deux relations

$$P = Xi \quad \text{et} \quad \frac{N}{\Phi} = \frac{K_1}{X},$$

auxquelles nous sommes arrivés grâce à notre système algébrique. Il n'y a du reste aucune argumentation mathématique pouvant les mettre en doute.

L'avantage de notre système consiste en grande partie dans l'analogie qui existe entre les dimensions des quantités magnétiques et les dimensions des quantités électriques. De plus, pour le magnétisme et l'électricité, on possède ainsi un système complet des quantités dont l'ensemble est *réellement* assimilable à l'ensemble des quantités mécaniques. Le même système a pu être appliqué aux quantités thermiques. Dans ces conditions une généralisation paraît possible. Nous sommes en train d'ébaucher une théorie générale et les résultats que nous avons déjà acquis ne nous laissent plus aucun doute à ce sujet.

Avec le système électromagnétique actuel, il est impossible d'attribuer à toutes les

quantités magnétiques et électriques un rôle mécanique déterminé, par le fait que certaines de ces quantités cumulent deux rôles distincts et qui sont en contradiction.

Ce système appartient aux deux groupes

$$x + x' = 2 \quad , \quad z + y' = 1 \quad , \quad z + z' = -1 ,$$

et

$$x - x' = 1 \qquad y - y' = 0 \qquad z - z' = -1 .$$

Il est par conséquent le seul, parmi le nombre infini de systèmes possibles, qui hérite des anomalies et des contradictions inhérentes à ces deux groupes. On ne pouvait donc pas choisir un plus mauvais système. Le système actuel ne permet pas, par sa forme, de rapprocher l'ensemble des quantités électriques à l'ensemble des quantités magnétiques, et, dans ces conditions, s'oppose à toute idée de généralisation. On peut même dire que l'expérience vient démentir certaines de ses conclusions telles que l'identification du courant et d'un feuillet et l'identification du flux magnétique et du flux de force. Les systèmes à deux dimensions qu'on a jusqu'ici proposés et qui s'appuient sur ce système sont, par conséquent, à rejeter. Les découvertes récentes relatives aux électrons ont ramené l'attention sur les phénomènes et les quantités électrostatiques; le système électrostatique appartient au groupe des systèmes généraux; on a donc ici encore une preuve que la solution admissible ne peut se trouver que dans le groupe des systèmes répondant à la relation

$$x = x' \quad , \quad y = y' \quad , \quad z = z' .$$

L. G. Muaux.

DÉTERMINATION DES PHASES DANS LES TRANSFORMATEURS

Nous avons indiqué déjà [1], l'expression de l'angle de décalage de la force magnétomotrice primaire et de celle qui résulte de l'action combinée des ampère-tours primaires et secondaires. Si $\frac{\pi}{2} - \alpha$ représente le décalage du courant secondaire sur la tension aux bornes secondaires supposée en phase avec la force électromotrice induite dans ce circuit, a et b étant des constantes exprimant respectivement la force magnétomotrice résultante et la f. m. m. secondaire on a : $\varphi = \frac{\alpha}{2} + \operatorname{arctg}\left(\frac{b - a}{b + a} \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}\right)$.

Nous en avons indiqué une construction graphique très simple.

Les mêmes procédés de calcul permettent de déterminer le décalage de la tension agissant au primaire sur la f. m. m. résultante.

Si on suppose un primaire sans self-induction et sans perte ohmique, cet angle que nous avons appelé φ_1 sera simplement égal à $\frac{\pi}{2}$, puisque la tension au primaire est en phase avec la f. contre-électromotrice induite dans ce circuit.

Si l'on veut au contraire tenir compte de la chute de tension ohmique dans le primaire en négligeant d'abord sa self-induction, on peut obtenir également l'expression de φ_1.

Soit ρ la longueur du vecteur représentant la f. m. m. primaire.

(1) Cf. *Eclairage Electrique* 1904. T. XL. n° 36. page 375. Note sur la détermination des phases des courants et tensions dans un transformateur.

a : le vecteur de la f. m. m. résultante.

Désignons par $k\rho$ la chute ohmique dans le primaire, et par e la f. c. é. m. induite dans ce circuit.

On a les deux relations :
$$E_1 \sin \varphi_1 = e + k\rho \sin \varphi$$
$$E_1 \cos \varphi_1 = k\rho \cos \varphi,$$

d'où
$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{e + k\rho \sin \varphi}{k\rho \cos \varphi}. \qquad (1)$$

Supposons d'abord que φ soit la seule variable, e et ρ étant des constantes. Cela revient à supposer que le courant primaire ne change pas de valeur, et que le courant et le décalage secondaires varient.

On peut alors tirer de (1) l'expression de φ_1 par les mêmes procédés que nous avons déjà employés. L'intégrale à laquelle on arrive étant cependant un peu différente, nous reproduirons ici le développement.

En différenciant (1) par rapport à φ on obtient :

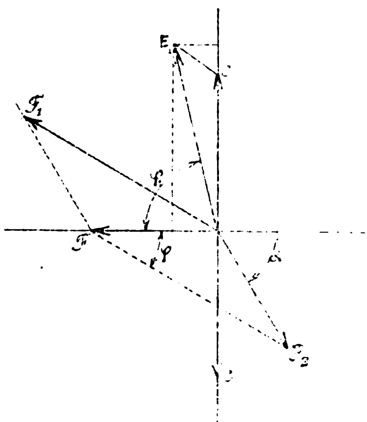


Fig. 1.

$$\frac{1}{\cos^2 \varphi_1} d\varphi_1 = \frac{k^2\rho^2 \cos^2 \varphi + (e + k\rho \sin \varphi)k\rho \sin \varphi}{k^2\rho^2 \cos^2 \varphi} d\varphi$$

$$\cos^2 \varphi_1 = \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_1} = \frac{k^2\rho^2 \cos^2 \varphi}{k^2\rho^2 \cos^2 \varphi + (e + k\rho \sin \varphi)^2}$$

d'où $d\varphi_1 = \dfrac{k^2\rho^2 \cos^2 \varphi + (e + k\rho \sin \varphi)k\rho \sin \varphi}{k^2\rho^2 \cos^2 \varphi + (e + k\rho \sin \varphi)^2} d\varphi = \dfrac{k^2\rho^2 + ek\rho \sin \varphi}{k^2\rho^2 + e^2 + 2ek\rho \sin \varphi} d\varphi$;

posons encore $\varphi = 2x$ il vient : $d\varphi_1 = \dfrac{k^2\rho^2 + ek\rho \sin 2x}{e^2 + k^2\rho^2 + 2ek\rho \sin 2x} 2dx$.

Soit :
$$J = \int f(x)dx = \int \frac{k^2\rho^2 + ek\rho \sin 2x}{e^2 + k^2\rho^2 + 2ek\rho \sin 2x} 2dx,$$

$$f(x) = 1 + \frac{k^2\rho^2 - e^2}{e^2 + k^2\rho^2 + 2ek\rho \sin 2x};$$

posons enfin $\operatorname{tg} x = z$, nous aurons l'expression finale à intégrer
$$f(x) = 1 + \frac{k^2\rho^2 - e^2}{(e^2 + k^2\rho^2)(1 + z^2) + 4ek\rho z} dz,$$

$$J - x = (k^2\rho^2 - e^2) \int \frac{dz}{(e^2 + k^2\rho^2) + 4ek\rho z + (e^2 + k^2\rho^2)z^2};$$

cette intégrale est de la forme
$$\frac{dz}{A + 2Bz + Az^2} \quad \text{où l'on a} \quad e^2 + k^2\rho^2 = A \quad 2ek\rho = B.$$

L'intégrale générale de cette expression est de la forme :
$$\frac{1}{\sqrt{A^2 - B^2}} \operatorname{arctg} \frac{Az - B}{\sqrt{A^2 - B^2}} \quad \text{avec la condition } A^2 > B^2.$$

On a donc dans ce cas :
$$\varphi_1 = \frac{\varphi}{2} + \frac{1}{\sqrt{A^2 - B^2}} \operatorname{arctg} \frac{A \operatorname{tg} \varphi - B}{\sqrt{A^2 - B^2}} + C. \qquad (2)$$

Les conditions aux limites donnent d'autre part $C = 0$.

Si dans la formule (1) nous considérons φ et ρ comme variables, le vecteur b étant au contraire maintenu constant, il est plus simple de chercher l'expression de φ_1 en fonction de α en éliminant ρ et φ de cette formule. Si l'on pose $\frac{e}{k} = e_1$, on obtient aisément :

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{e_1 + b \sin \alpha}{a + b \cos \alpha}.$$

L'intégrale à laquelle on arrive est toujours de la forme

$$\varphi_1 = \frac{\alpha}{2} - \int \frac{A_0\, dz}{A_1 z^2 + 2(z + 1)}$$

où

$$A_1 = a^2 + b^2 + e_1^2 \quad , \quad A_0 = A_1 - 2(a^2 + e_1^2)$$

$$C = b(2e_1 - a) \quad , \quad D = A_1 + 2ab.$$

*
* *

Si nous voulons à présent tenir compte de la chute ohmique et de la self-induction du primaire, nous arriverons à des expressions analogues.

Soient toujours $k\rho$ la chute ohmique et $k'\rho$ la self-induction du circuit primaire.

On aura
$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{e + k'\rho \cos \varphi + k\rho \sin \varphi}{k'\rho \sin \varphi - k\rho \cos \varphi}. \tag{3}$$

En admettant encore que ρ soit une constante, la seule variable sera φ et l'on pourra dès lors différencier comme précédemment.

$$\frac{1}{\cos^2 \varphi_1} d\varphi_1 = \frac{k'^2\rho^2 + k^2\rho^2 + e(k'\rho \cos \varphi + k\rho \sin \varphi)}{(k'\rho \sin \varphi - k\rho \cos \varphi)^2},$$

d'où l'on tire après transformation :

$$d\varphi_1 = \frac{k'^2\rho^2 + k^2\rho^2 + e(k'\rho \cos \varphi + k\rho \sin \varphi)}{k'^2\rho^2 + k^2\rho^2 + 2e(k'\rho \cos \varphi + k\rho \sin \varphi)};$$

si l'on pose ensuite :
$$k'^2\rho^2 + k^2\rho^2 = A,$$

et si l'on transforme l'expression précédente en y introduisant successivement $\varphi = 2x$, et plus loin $\operatorname{tg} x = z$, on obient pour φ_1 une expression de la forme :

$$\varphi_1 = \frac{\varphi}{2} + \int \frac{A\,dz}{Az^2 + Bz + C},$$

dans laquelle

$$B = 2e\rho(2k - k')$$
$$C = 2ek\rho + A.$$

L'intégrale du second membre est de forme connue.

Si l'on maintenait b constant en faisant varier ρ pour conserver la valeur constante de a, on éliminerait ρ de la relation (3) en y introduisant b et α. On obtiendrait alors φ_1 comme ci-dessus, en fonction de α.

*
* *

Nous avons donc obtenu les valeurs de φ et φ_1 dans le cas général, où une self-induction existe dans le secondaire et dans le primaire, et où la réactance et la résistance ohmique du primaire sont prises en considération.

Toutefois la résistance et la réactance propres du secondaire ont été négligées.

Il est facile de passer de la connaissance de φ_1 et φ, à celle du décalage relatif du courant et de la tension agissant au primaire, puisque cet angle que nous désignerons par $\Phi = \varphi_1 - \varphi$.

Dans le cas où le secondaire travaille sur un circuit non inductif, de telle sorte que la force é. m. et le courant secondaire soient en phase, les expressions trouvées se simplifient beaucoup.

L'angle α devient en effet $\frac{\pi}{2}$ et l'angle φ a pour expression :

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{b}{a}.$$

D'autre part, on a les relations $\rho = \frac{a}{\cos\varphi}$; $a = b \operatorname{tg} \varphi$.

La relation (3) peut alors se simplifier :

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{e + \rho\cos\varphi(k' + k\operatorname{tg}\varphi)}{\rho\cos\varphi(k'\operatorname{tg}\varphi - k)} = \frac{e + a(k' + k\operatorname{tg}\varphi)}{a(k'\operatorname{tg}\varphi - k)}; \qquad (4)$$

on obtient pour $d\varphi_1$ toutes réductions achevées :

$$d\varphi_1 = \frac{A_0 dz}{A_1 + 2B_1 z + C_1 z^2};$$

dans cette expression les coefficients ont respectivement pour valeur :

$$A_0 = a^2(k^2 + k'^2) + eak'; \quad A_1 = A_0 + e^2 + eak'; \quad B_1 = eak; \quad C_1 = A_0 - eak'.$$

L'intégrale est de même forme que (3).

L'expression (4) de $\operatorname{tg}\varphi_1$ peut nous permettre également de déterminer φ_1 dans le cas où la force m. m. résultante n'est pas constante. Mais on a trois variables entre lesquelles il est nécessaire de fixer des relations de condition, ce qui ne présente d'ailleurs aucune difficulté, puisque e est fonction de a. On peut admettre aussi comme condition la constance du courant secondaire, et dès lors a peut être exprimé en fonction de $\operatorname{tg}\varphi$.

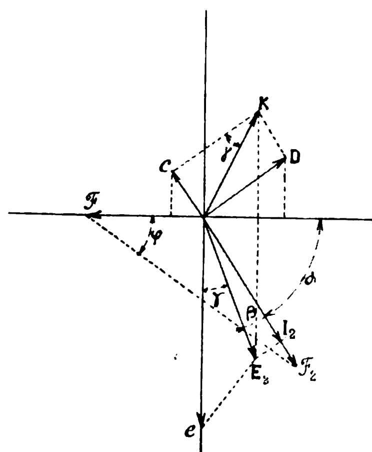


Fig. 2. — (Lire ν au lieu de γ.)

***

Pour trouver l'expression de l'angle φ nous avons fait intervenir comme quantité connue la force électromotrice induite dans le secondaire par la f. m. m. résultante. Or, s'il existe dans ce circuit lui-même une chute de tension ohmique et une self-induction, la f. e. m. aux bornes que donne les appareils, diffère en grandeur et en phase de la f. e. m. induite.

On peut aisément corriger les formules obtenues pour tenir compte de cette réduction et faire entrer dans celles-là, la f. e. m. indiquée par un voltmètre.

Soit (fig. 2) le diagramme du secondaire corrigé.

OC et OD représentent respectivement la perte ohmique et la f. e. m. de self-induction dans le secondaire. OE_2. la f. e. m. aux bornes.

Appelons encore b le vecteur OF_2 et désignons par cb et $c'b$ les vecteurs OC et OD.

$\frac{\pi}{2} - \alpha$ représente donc l'angle du décalage provoqué par la réactance totale du circuit secondaire, β représente au contraire le décalage du courant sur la tension aux bornes.

La figure 2 donne les relations suivantes :

$$E_2 \cos(\alpha + \beta) = c'b \sin\alpha - cb\cos\alpha \qquad (5)$$

$$E_2 \sin(\alpha + \beta) = e - c'b\cos\alpha - cb\sin\alpha; \qquad (6)$$

d'autre part : $\frac{c}{c'} = \operatorname{tg}\nu$, $\gamma = \frac{\pi}{2} - (\alpha + \beta)$.

Les relations (5) et (6) nous donnent

$$\operatorname{tg}(\alpha + \beta) = \frac{e - c'b\cos\alpha - cb\sin\alpha}{c'b\sin\alpha - cb\cos\alpha} \qquad (7)$$

et $$\operatorname{tg}(\alpha + \beta) = \frac{1}{\operatorname{tg}\gamma}.$$

De même, en considérant les projections des vecteurs oe, eE_2, sur la direction eE_2 et sa perpendiculaire, on obtient $e \sin(\alpha - \nu) = E_2 \sin(\beta - \nu)$

$$e \cos(\alpha - \nu) = c_1 b + E_2 \cos(\beta - \nu)$$

d'où
$$\operatorname{tg}(\alpha - \nu) = \frac{E_2 \sin(\beta - \nu)}{bc_1 + E_2 \cos(\beta - \nu)}, \tag{8}$$

$c_1 b$ représentant le vecteur eE_2.

Si, d'autre part, nous désignons par $c''b$ le vecteur de longueur variable OI_2, qui représente la tension ohmique du circuit extérieur du secondaire, l'expression (8) peut prendre la forme :
$$\operatorname{tg}(\alpha - \nu) = \frac{c' \sin(\beta - \nu)}{c_1 + c' \cos(\beta - \nu)}. \tag{9}$$

L'expression de $\operatorname{tg} \gamma$, que nous donne la formule (7), nous permet d'obtenir la relation générale qui unit γ à α dans le cas où e et b sont des constantes. La force m. m. primaire ρ serait alors variable pour assurer la constance de la force m. m. résultante.

Cette relation est intéressante puisque, de la connaissance de l'angle γ on peut passer sans difficulté à celle de l'angle α et, par suite, on obtient la différence de phase secondaire β.

La formule (7) devient facilement :
$$f_1 = \operatorname{tg}(\alpha - \nu) = \frac{E_2 \sin \gamma}{e - E_2 \cos \gamma} \tag{10}$$

et d'autre part on a la relation de condition :
$$f_2 = E_2^2 + e^2 - 2 E_2 e \cos \gamma - c_1{}^2 b^2 = 0. \tag{11}$$

En considérant e, c_1, b, comme des constantes, l'équation (10) renferme deux variables E_2 et γ, liées entre elles par l'équation (11). On a donc :
$$\frac{df_1}{d\gamma} = \frac{\partial f_1}{\partial E_2} \frac{\partial E_2}{\partial \gamma} + \frac{\partial f_1}{\partial \gamma} \tag{12}$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial E_2} \frac{dE_2}{\partial \gamma} + \frac{\partial f_2}{\partial \gamma} = 0 \tag{13}$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial E_2} = \frac{e \sin \gamma}{(e - E_2 \cos \gamma)^2}$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial \gamma} = \frac{E_2 (e \cos \gamma - E_2)}{(e - E_2 \cos \gamma)^2}$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial E_2} = 2E_2 - 2e \cos \gamma$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial \gamma} = 2E_2 e \sin \gamma \cdot$$

L'on tire de (13) la valeur de $\frac{dE_2}{\partial \gamma} = \frac{-E_2 e \sin \gamma}{E_2 - e \cos \gamma}$; en la portant dans l'équation (12) et en y remplaçant $\frac{\partial f_1}{\partial E_2}$ et $\frac{\partial f_1}{\beta \gamma}$ par leurs valeurs on obtient :
$$\frac{df_1}{d\gamma} = \frac{c_1{}^2 b^2 E_2}{(e - E_2 \cos \gamma)^2 (e \cos \gamma - E_2)}$$

d'où l'on obtient facilement :
$$d(\alpha - \nu) = \frac{1}{\frac{e}{E_2} \cos \gamma - 1} d\gamma; \tag{12}$$

en tirant $\frac{e}{E_2}$ de l'équation (11) et en portant cette valeur dans l'équation (12) celle-ci devient :

$$d(\alpha - \gamma) = \frac{\cos\gamma d\gamma}{\pm\sqrt{k_1^2 - \sin^2\gamma}} \pm d\gamma$$

où

$$k_1 = \frac{c_1{}^2 b^2}{e^2}$$

et en posant $\sin\gamma = z$ on a

$$\alpha - \nu = \int \frac{dz}{\sqrt{k_1^2 - z^2}} \pm \gamma$$

$$\alpha - \nu = \text{arc}\sin\frac{\sin\gamma}{k_1} \pm \gamma.$$

La constante d'integration n'existe pas au second membre puisque pour $\alpha = 0$ on a $\gamma - \nu = 0$.

Il résulte de ces relations que connaissant e_1 E_2, I_2 et ν on peut aisément calculer la valeur de l'angle γ et passer ensuite sans tracé géométrique et sans autre observation, à la détermination de l'angle α et par conséquent à celle de α puisque $\frac{\pi}{2} - \beta = d + \gamma$.

2° Si β reste constant et si b varie, ce qui revient à faire varier la réactance extérieure et la résistance ohmique dans les mêmes conditions, on peut voir aisément que les variations de E_2 seront proportionnelles à celles de b.

3° Enfin supposons que β et b varient simultanément ; pour pouvoir intégrer nous sommes obligés d'avoir recours à une équation de proportions unissant b à β ou à α.

Nous avons donc

$$\text{tg}(\alpha + \beta) = \frac{e - c'b\cos\alpha - cb\sin\alpha}{c'b\sin\alpha - cb\cos\alpha}; \quad (8)$$

avec les relations entre c, c', γ, α, β, E_2 que nous avons déjà indiquées, on obtient facilement, en remplaçant dans (7) $\alpha + \beta$ et c par leur valeur respective,

$$\text{tg}\,\gamma = \frac{C_1\sin(\alpha - \nu)}{\frac{e}{b} - C_1\cos(\alpha - \nu)}, \quad (13)$$

où γ, α et b, sont les variables.

Supposons que b varie de telle sorte que ρ demeurant constant, e reste constant ; nous avons alors la relation de condition : $a^2 + b^2 + 2ab\cos\alpha - \rho^2 = 0$ (14)

En considérant la valeur $\text{tg}\,\gamma$ comme fonction de α, variable indépendante, dont b est également fonction, nous pouvons aisément obtenir la valeur $d\gamma$, que l'on peut alors intégrer comme nous l'avons fait précédemment.

Si l'on voulait enfin, reprendre la valeur de φ déterminée plus haut, lorsque α était la seule variable dans l'expression de $\text{tg}\,\varphi = \frac{b\sin\alpha}{a + b\cos\alpha}$ et si l'on voulait y faire varier simultanément α et b, il faudrait ajouter à cette équation une relation entre b et α.

Cette condition peut-être celle que venons de trouver dans l'équation (14).

Par les mêmes procédés que ceux auxquels nous avons eu recours, on tirerait de ces deux relations combinées, la valeur de φ en fonction de l'angle α dont on peut connaître la valeur en fonction de l'angle β, décalage du courant secondaire sur la tension de ce circuit lue au voltamètre.

Nous examinerons prochainement le cas du transformateur à fuites considérables. Nous verrons ensuite la signification pratique de ces formules et nous les comparerons avec les résultats fournis par deux types de transformateurs.

J. DALEMONT.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

***Sur quelques propriétés des rayons α du radium.* — Rutherford.** — *Physikalische Zeitschrift* 1er mars 1906.

L'auteur a déjà indiqué que la vitesse des particules α émises par un fil rendu actif par une émanation de radium est ralentie quand ces particules traversent de la matière. Pour obtenir un faisceau homogène de rayons, l'auteur a employé, comme source de radiation, non pas le radium lui-même, mais son activité induite. L'activité induite sur un fil forme une couche si extraordinairement mince que les rayons sont émis par le fil sans avoir traversé aucune matière. Environ 15 minutes après l'éloignement de l'émanation du radium, l'activité du fil provient presque exclusivement du radium C. En employant la méthode photographique, on peut voir que tous les rayons sont également déviés par un champ magnétique intense, c'est-à-dire qu'ils se composent tous de particules α de même vitesse. Quand le faisceau traverse une feuille d'aluminium d'épaisseur déterminée, la vitesse des particules, déterminée par la déviation obtenue dans un champ magnétique, présente une diminution de valeur déterminée. Les observations ont montré que l'action photographique devient relativement très faible quand la vitesse des particules α est tombée à environ 60 % de la vitesse maxima.

MM. Bragg et Kleeman ont montré que les rayons α du radium se composent de quatre sortes différentes, qui, en traversant l'air, cessent d'ioniser celui-ci à des distances différentes, définies pour chaque sorte. L'hypothèse la plus simple consiste à admettre que les particules α des différents produits du radium ont la même masse et la même charge, mais diffèrent par la vitesse initiale qu'elles possèdent au moment où elles quittent le radium et ses produits de décomposition. M. Becquerel, au contraire, soutient l'hypothèse que les rayons α du radium sont de caractère homogène et conclut que la diminution de vitesse observée par l'auteur pour les particules α du radium C lors de leur passage à travers la matière n'a pas lieu [1] : il conclut également que la théorie de MM. Bragg et Kleeman est insoutenable. Il affirme, au contraire, que les particules α du radium pénètrent toutes dans l'air avec la même vitesse, et que cette vitesse n'est pas modifiée quand les particules traversent de la matière. Pour expliquer l'augmentation du rayon de courbure des rayons α dans leur passage à travers l'air, M. Becquerel admet que la masse des rayons α augmente d'une façon quelconque dans leur trajet à travers l'air.

Il y a donc une contradiction nette sur plusieurs points, entre les vues de l'auteur et celles de M. Becquerel. Les expériences sur lesquelles s'appuie ce physicien sont les suivantes. Après que l'auteur opérant avec une faible préparation de radium, eut montré que les rayons α sont déviés dans le champ magnétique et dans le champ électrique, M. Becquerel répéta les mêmes expériences avec une préparation très active de radium et réussit à photographier la trajectoire des rayons déviés dans un champ magnétique. Il a trouvé que ces rayons ne présentent dans le champ magnétique aucune dispersion perceptible, car la longueur des lignes est restée la même pour des intensités de champ de 10.000 et de 20.000 unités : il en a donc conclu qu'il avait affaire à un faisceau homogène. En mesurant la distance entre les deux lignes divergentes, il a trouvé que le rayon de courbure de la trajectoire des rayons va en augmentant avec l'éloignement de la source de radiation : c'était là un résultat remarquable et très important. Pour l'expliquer, M. Becquerel a admis que la masse des particules α croît avec l'éloignement de la source. Dans sa dernière publication, ce savant indique qu'il a reçu, sur une plaque photographique, un faisceau de rayons α du radium dévié par un champ magnétique dont une moitié ne traversait aucun écran et dont l'autre pouvait traverser divers écrans d'aluminium. Les épaisseurs d'aluminium traversées dans diverses expériences ont été très différentes ; les écrans ont été placés

(1) Voir *Eclairage Electrique*, tome XLVI, 3 février 1906, p. 181.

soit sur la source, soit sur la fente, soit à quelques millimètres de la plaque photographique. Dans tous les cas, les deux traces parallèles des deux moitiés du faisceau dévié ont été exactement dans le prolongement l'une de l'autre et n'ont pas présenté le décalage auquel on aurait dû s'attendre d'après les résultats observés par l'auteur.

Au premier abord, le résultat observé par M. Becquerel semble en contradiction directe avec l'opinion que les rayons α subissent un ralentissement de vitesse quand ils traversent des feuilles d'aluminium. Cependant, quelque paradoxal que cela puisse paraître, les observations faites par M. Becquerel avec des courbes épaisses de radium sont une conséquence nécessaire de l'hypothèse émise par Bragg et par l'auteur. Avant de le montrer, l'auteur rappelle brièvement ses propres expériences. Dans un champ magnétique inversé à des intervalles de temps déterminé, l'espace entre les deux bandes que l'on obtient sur la plaque photographique augmente lorsque l'on intercale l'une après l'autre de minces feuilles métalliques sur le trajet des rayons provenant du fil activé par du radium C. On obtient encore une image phographique nette lorsque l'on a intercalé 12 feuilles d'aluminium de 0,0031 mm. d'épaisseur : en ce point, l'écartement entre les deux bandes indique que la vitesse a diminué de 62 %.

Si l'on ajoute une treizième feuille d'aluminium, il est impossible d'obtenir une image photographique. L'expérience, plusieurs fois renouvelée a toujours donné le même résultat : avec douze feuilles d'aluminium on obtenait encore une image nette ; avec 13 couches on ne pouvait plus en obtenir. Ces expériences montrent nettement que l'action photographique produite pour les rayons α diminue par suite de l'interposition des feuilles métalliques et tombe très vite vers zéro quand le nombre de feuilles interposées passe de 12 à 13. Pour montrer nettement l'écartement des bandes après le passage des rayons à travers les feuilles d'aluminium, l'auteur a employé le dispositif de M. Becquerel : une partie des rayons ne traversait aucun écran et l'autre partie traversait huit feuilles d'aluminium. La photographie reproduite montre nettement l'écartement des bandes. Il est donc hors de doute que les particules α subissent dans leur passage à travers la matière une diminution de vitesse.

L'auteur a fait l'expérience suivante : un milligramme de chlorure de radium pur fut placé dans une rigole étroite. Après avoir traversé deux fentes étroites, les rayons tombaient sur une plaque photographique placée à 4 cm. de distance. L'appareil était vidé jusqu'à une faible pression, puis placé entre les pôles d'un électroaimant. Au début, on ne produisait qu'un champ faible suffisant pour dévier tous les rayons β sans modifier la trajectoire des rayons α. La plaque présente, pour ces rayons, l'image d'une bande mince. Au bout de deux heures, on augmentait l'intensité du champ qu'on laissait agir à nouveau pendant deux heures, et l'on obtenait sur la plaque l'image d'une seconde bande. Pendant toute l'expérience, le courant avait été maintenu constant et l'intensité de champ n'avait pas varié de plus de 0,5 %. Si les rayons étaient homogènes, les deux bandes devraient avoir la même largeur et devraient présenter des bords d'une égale netteté : la seconde bande est au contraire plus large que la première et présente des bords beaucoup moins nets, comme le montre bien la reproduction de la photographie. Une mesure approximative montre que la seconde bande est au moins 1,9 fois plus large que la première. Si donc l'on admet que des particules α présentent toutes la même valeur pour le rapport e/m, les particules émises par une couche épaisse de radium doivent avoir des vitesses de déplacement différentes. Les rayons les plus pénétrants sont ceux du radium C : soit V_0 leur vitesse maxima. L'action photographique des rayons du radium C est relativement très faible quand leur vitesse est tombée à 0,6 V_0 environ, et cela doit être vrai pour les rayons α de tous les produits, quand leur vitesse tombe à cette valeur. Les mesures faites sur la plaque photographique ont montré que les rayons produisent une image photographique certaine quand leur vitesse varie entre 0,67 et 0,95 V_0. Tous ces résultats concordent avec ce que l'on pouvait prévoir d'après les hypothèses de Bragg et de l'auteur.

On peut expliquer maintenant les expériences de M. Becquerel et voir pourquoi la trajectoire des rayons α du radium n'est pas modifiée dans un champ magnétique puissant quand le radium est recouvert de feuilles d'aluminium. Quand le radium n'est pas recouvert, les bords

extérieurs des bandes des rayons que l'on obtient sur la plaque en inversant le champ, proviennent des rayons les plus déviables, c'est-à-dire de ceux qui possèdent la plus grande vitesse initiale. Quand le radium est recouvert d'un certain nombre de feuilles d'aluminium, nombre insuffisant pour que l'action photographique cesse, tous les rayons α subissent une diminution de vitesse et les rayons les plus lents perdent entièrement leur action photographique. Les bords des faisceaux déviés ne proviennent plus que des rayons les plus déviés qui peuvent encore produire une action photographique. Ces rayons ont exactement la même vitesse que les rayons correspondants de la première expérience et, par suite, les bords extérieurs de la nouvelle image sont dans le prolongement de ceux de l'ancienne image. Cela est vrai en tout cas, que l'on opère dans le vide ou dans l'air. Comme cependant les rayons les plus pénétrants subissent aussi, dans leur passage à travers l'aluminium, une diminution de vitesse, les bords intérieurs des bandes photographiques doivent être déplacés vers l'extérieur, mais cet effet peut être extrêmement difficile à observer. En outre, la dispersion des rayons α qui se produit sans doute dans l'air doit effacer encore cette action dans des expériences analogues à celles de M. Becquerel faites dans l'air et à la pression atmosphérique. On voit donc que l'intéressante expérience signalée par M. Becquerel peut être expliquée d'une façon satisfaisante quand l'on suppose que les particules α subissent une diminution de vitesse en traversant de la matière : d'autre part, les expériences de l'auteur sur la diminution de la vitesse des rayons du radium C lorsqu'ils traversent de la matière donnent une preuve indirecte, mais très nette, de l'exactitude de la théorie de l'absorption des rayons α donnée par Bragg.

En ce qui concerne le rayon de courbure du faisceau de rayons α dans l'air, M. Becquerel a trouvé, comme on l'a vu plus haut, que ce rayon de courbure augmente avec la distance qui sépare les rayons de la source. Si les rayons étaient homogènes, il faudrait admettre comme il l'a fait, que la masse des particules α augmente pendant leur trajet dans l'air. Si l'on admet cette hypothèse, les rayons α de tout produit présent dans le radium doivent subir une augmentation du rayon de courbure dans leur passage à travers l'air. Pour trancher cette question, l'auteur a fait l'expérience suivante. Employant comme source le fil rendu actif par du radium C, il a adopté le même dispositif que dans la première expérience, mais en intercalant sur le trajet d'un des faisceaux de rayon une plaque métallique suffisamment épaisse pour que tous les rayons α de ce faisceau fussent absorbés. L'appareil contenait de l'air à la pression atmosphérique. Au bout de 40 minutes, on plaça l'écran métallique sur le trajet de l'autre faisceau de rayon et on faisait le vide dans l'appareil. Les deux bandes obtenues sur la plaque photographique montrent que le rayon de courbure des rayons α du fil actif diminue, c'est-à-dire que la vitesse diminue : on reconnait l'existence d'une dispersion sensible des rayons α dans leur trajet à travers l'air. Comme il est probable que les rayons de tous les produits du radium se comportent comme ceux du radium C, on voit que les résultats de cette expérience sont en contradiction avec l'hypothèse de M. Becquerel, que le rapport e/m varie avec la distance. L'auteur donne une explication simple du fait observé par M. Becquerel de l'augmentation du rayon de courbure de la trajectoire. Par exemple, à deux centimètres de la source, le bord extérieur de l'image dépend des particules les plus lentes qui sont encore en état de produire une action photographique après avoir traversé 2 cm. d'air; le bord intérieur dépend des rayons les plus pénétrants. A trois centimètres de distance de la source, le bord extérieur de l'image provient des rayons qui peuvent encore produire une impression photographique après avoir traversé 3 cm. d'air : ces particules possédaient une vitesse initiale plus considérable que celles qui, à la distance de 2 cm., ont produit l'impression photographique du bord de l'image. La vitesse moyenne des particules α dans le faisceau étudié à 3 cm. de distance est donc plus considérable que dans le faisceau examiné à 2 cm. de distance. Le bord extérieur sera donc moins dévié qu'on ne devrait s'y attendre si la vitesse moyenne restait la même. Le rayon de courbure du bord extérieur va donc en croissant pour des distances croissantes de la source.

L'effet contraire devrait se produire pour le bord intérieur du faisceau qui dépend des par-

***

ticules α douées de la plus grande vitesse initiale, mais la dispersion intervient : d'autre part le calcul montre que l'augmentation de courbure du bord intérieur est plus que compensée par la diminution de courbure du bord extérieur. Le résultat total de ces deux phénomènes, tel qu'on l'observe expérimentalement, est une augmentation du rayon de courbure.

Les conclusions de cette étude sont les suivantes :

1° Les rayons α du radium en équilibre radioactif sont de nature complexe et sont composés de particules émises avec des vitesses différentes :

2°) La vitesse des particules α diminue lorsque celles-ci traversent de l'air ou de l'aluminium :

3°) L'absence d'un accroissement de déviation des rayons α après passage à travers une lame d'aluminium, telle que l'a observée M. Becquerel, est une conséquence nécessaire de la nature complexe des rayons α.

4°) L'accroissement du rayon de courbure dans l'air, tel que l'a observé M. Becquerel, est aussi une conséquence nécessaire de la nature complexe des rayons.

5° Il se produit une dispersion des rayons du radium C quand ceux-ci traversent de l'air.

R. V.

Sur les rayons α du radium. — **Bragg** — *Physikalische Zeitschrift*, 1er mars 1906.

L'auteur revient aussi sur la publication de M. Becquerel, dans laquelle ce savant discute la théorie qu'il a émise sur les variations de vitesse subies par les rayons α quand ceux-ci ionisent les milieux qu'ils traversent. Revenant à l'expérience de M. Becquerel citée plus haut, il indique que les conclusions de ce savant sont inexactes et que, quelque paradoxal que cela puisse paraître au premier abord, le résultat de l'image photographique est en parfaite concordance avec la théorie que les particules α subissent une diminution de vitesse en traversant de la matière.

Pour le montrer, l'auteur considère d'abord l'ordre de grandeur de la déviation que subissent les rayons α dans un champ magnétique. Il suppose (figure 1) qu'une particule α est émise de O dans la direction ON avec la vitesse v et décrit, sous l'effet du champ H, la trajectoire OA. Il admet d'abord, avec M. Becquerel, que la vitesse est constante et que la trajectoire est circulaire. On a, pour une faible courbure, $AN = \frac{a^2}{2\rho}$ en posant $ON = a$ et en appelant ρ le rayon de courbure. On en déduit :

$$AN = \frac{He}{mv_0} \frac{a^2}{2}.$$

Ensuite il admet que la vitesse diminue quand la distance de O croît et considère le cas limite où la vitesse, à une distance a de O, devient nulle. Soit OA′ la trajectoire dans ce cas. La loi suivant laquelle varie la vitesse joue un rôle peu important : l'auteur admet, comme cela semble résulter de ses expériences, que l'énergie des particules α diminue comme l'inverse du



Fig. 1.

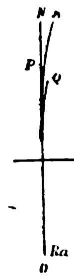


Fig. 2.

carré de la vitesse. Dans ce cas, on a $\frac{1}{2} m \frac{dv^2}{ds} = kv^{-2}$, s étant mesuré à partir de O, et v^4 approximativement égal à $(a - s)$, d'où l'on déduit l'égalité $v^4/v_0^4 = (a - s)/a$.

On a, pour le rayon de courbure, l'expression :

$$\rho = \frac{mv_0}{4e}\left(1 - \frac{s}{a}\right)^{1/4}$$

Si $\rho = ds/d\psi$, ψ étant l'angle de la trajectoire au point considéré avec la direction initiale, on trouve

$$\psi = \frac{4a}{3}\left[1 - \left(1 - \frac{s}{a}\right)^{3/4}\right]\frac{He}{mv_0}.$$

En supposant que $\int_0^a \psi \, ds$ est petit, cette grandeur est très approximativement égale à A′N, déviation totale du rayon. L'intégrale est égale à :

$$\int_0^a \frac{4a}{3}\left[1 - \left(1 - \frac{s}{a}\right)^{3/4}\right] ds \frac{He}{mv_0} = \frac{He}{mv_0} \cdot \frac{4a^2}{7}$$

et cette grandeur est très petite. On trouve fina-

lement $A'N/AN = 8/7$. Il est facile de voir que, en supposant que la particule perd son énergie uniformément le long de sa trajectoire, on aurait trouvé $A'N/AN = 4/3$. On voit donc clairement que, d'après chaque hypothèse raisonnable sur la loi particulière de la diminution de vitesse, la trajectoire réelle de la particule ne diffère que très peu d'une trajectoire circulaire. Dans le cas extrême considéré par l'auteur, l'écart total d'une trajectoire circulaire à l'extrémité de la trajectoire est petit en comparaison de la longueur des images obtenues par M. Becquerel.

L'auteur considère ensuite les conditions de l'expérience de M Becquerel. En première approximation, il admet que la largeur de la rainure qui contient le sel de radium et la largeur de la fente peuvent être négligées. Quand aucun champ magnétique n'agit, toutes les particules se déplacent suivant la verticale ON (figure 2). La zône d'action des particules α du chlorure de radium est très approximativement de 7 centimètres : donc le nombre P_1 qui traverse un point donné, est proportionnel à la différence entre OP et 7 cm. ; en d'autres mots, le nombre des particules dont la trajectoire se termine sur chaque unité de longueur de ON (= 7 cm.) est une constante. Pour les trois autres groupes de particules α, les distances extrêmes de pénétration sont 4,8, 4,2 et 3,5 cm. Donc, entre 4,8 et 4,2 cm., les trajectoires de 2 n particules prennent fin sur chaque unité de longueur : entre 4,2 et 3,5 cm., ce nombre est 3 n et à partir de ce point, il est 4 n. On suppose que l'épaisseur de la couche de radium est suffisante pour produire toutes ces particules, c'est-à-dire au moins égale à 0,001 cm. Si l'on suppose maintenant qu'il existe un champ magnétique puissant dont les lignes de force sont perpendiculaires au plan de la figure, les trajectoires des particules α sont déviées d'un côté, et la courbure est d'autant plus forte que la particule α est plus près de l'extrémité de sa trajectoire. Soient OA et OQ deux de ces trajectoires : leur écartement relatif est sensiblement exagéré sur la figure. Si l'on dessinait toutes les trajectoires, le lieu de Q serait une courbe dont la courbure — contrairement à celle de la trajectoire de chaque particule — serait d'autant plus grande que la distance de A serait plus considérable. Cela concorde avec les expériences de M. Becquerel. Si l'on tient compte de la largeur de la fente et de celle de la rainure, on arrive au même résultat, comme le montre l'auteur. La dispersion magnétique, qui existe d'une façon certaine, ne peut pas être décelée avec le dispositif expérimental de M. Becquerel.

R. V.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur le choix de la tension à adopter pour les installations électriques. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 8 février 1906.

L'emploi des lampes électriques inventées dans ces derniers temps doit être pris en considération lorsqu'on détermine la tension à adopter pour une installation électrique destinée à alimenter un réseau d'éclairage. La meilleure tension est celle qui permet l'emploi le plus étendu des différentes lampes. On a une tendance à augmenter la valeur de la tension pour faire des économies sur les canalisations, mais en opérant ainsi, on ne tient aucun compte du supplément de dépenses que cette manière de faire occasionne aux consommateurs, supplément de dépenses infiniment plus considérable que l'économie réalisée sur la canalisation.

Par exemple considérons une usine génératrice alimentant 1.000 lampes chez des particuliers et 100 lampes servant à l'éclairage public. Pour une tension de distribution de 220 volts, les frais d'installation totale s'élèveront à 137.500 francs; pour une tension de 110 volts, ils s'élèveront à 145.000 francs. En comptant à 7 % les intérêts et l'amortissement de cette dépense supplémentaire, on arrive au chiffre annuel de 525 francs.

Pour les consommateurs, au contraire, il y a lieu de remarquer que la moitié d'entre eux se serviraient de lampes de 5 bougies si la tension de distribution était de 110 volts. Sur 220 volts, ils sont obligés d'employer des lampes de 10 bougies et il en résulte pour eux, en comptant le prix du courant à 75 centimes le kilowatt-heure et la durée d'allumage à 200 heures par an, une dépense supplémentaire de 1.200 francs. En admettant, de plus, que 100 lampes environ installées chez des particuliers seraient des lampes au tantale, si le courant était à 110 volts, on

trouve que, pour une durée de 1.000 heures d'allumage par lampe, il en résulterait une économie de 1.325 francs. Pour l'éclairage public, l'emploi de lampes au tantale permettrait de réaliser une économie de 850 francs. L'économie totale s'éléverait donc à 3.500 francs en chiffres ronds. Il ne faut pas perdre de vue non plus que, plus l'éclairage est économique et plus le nombre des consommateurs augmente rapidement.

B. L.

Sur la répartition de l'induction magnétique dans les induits de dynamos et le calcul des pertes par hystérésis et par courants de Foucault. — **Rüdenberg**. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 8 février 1906.

Pour l'établissement des machines électriques, il est important de connaître comment se répartissent les lignes de force aussi bien dans les entrefers que dans le fer afin de pouvoir déterminer exactement la valeur de l'excitation, et aussi parce que les pertes dans le fer dépendent de la répartition de ces lignes de force. Les études faites récemment sur le trajet des lignes de force dans le fer de l'induit ont montré que la valeur maxima de l'induction dans la zone neutre de l'induit n'est pas située sur le bord extérieur, comme on pourrait s'y attendre à première vue, mais est déplacée vers le milieu du fer.

L'auteur s'est proposé de donner une théorie de ces phénomènes qui, par suite de quelques simplifications, ne peut pas être absolument complète mais qui peut rendre des services dans la pratique. Pour simplifier, on suppose que le rayon de l'induit est suffisamment grand par rapport à l'épaisseur radiale de fer pour que la courbure de la périphérie puisse être négligée. Dans le cas de machines multipolaires, cette hypothèse est à peu près réalisée; dans le cas de machines à faible nombre de pôles, et particulièrement les machines bipolaires et tétrapolaires, cette hypothèse entraîne à des erreurs. On suppose en outre que l'induction est la même dans toutes les sections perpendiculaires à l'axe de l'induit, c'est-à-dire est indépendante de y (fig. 1) ce qui est toujours le cas en pratique. Le problème est alors ramené à deux dimensions seulement. En outre, l'auteur se limite au cas des induits lisses car ceux-ci représentent le cas limite, et car l'influence des encoches ne peut être déterminée que par des courbes d'essais. Une autre hypothèse nécessaire pour le calcul et plus ou moins justifiée en réalité, consiste à admettre que la perméabilité μ est invariable pour tout l'induit. Cette hypothèse introduit une erreur, mais on peut, dans des cas particuliers, évaluer assez facilement la grandeur et le sens de celle-ci. L'influence des courants de Foucault sur le trajet des lignes de force est négligée, car cette influence est si faible qu'on ne peut pas la déceler expérimentalement.

Les équations générales qui servent de base au calcul sont, d'après la théorie vectorielle :

$$div\,\mathbf{B} = 0 \quad ; \quad \text{curl}\,\mathbf{H} = 0$$

où $\mathbf{B}$ et $\mathbf{H}$ représentent le vecteur de l'induc-

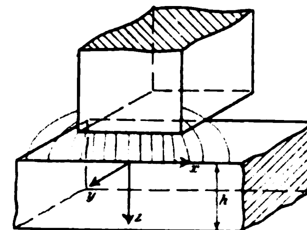


Fig. 1.

tion et le vecteur de la force magnétique: μ étant invariable dans l'espace, la dernière équation se transforme en curl $\mathbf{B} = 0$.

Si l'on tient compte de l'équation $\partial\mathbf{B}/\partial y = 0$ et $\mathbf{B}_y = 0$, on a, en coordonnées rectangulaires, les relations :

$$\frac{\partial \mathbf{B}_x}{\partial x} + \frac{\partial \mathbf{B}_z}{\partial z} = 0 \quad ; \quad \frac{\partial \mathbf{B}_x}{\partial z} - \frac{\partial \mathbf{B}_z}{\partial x} = 0. \qquad (1)$$

La composante x est dirigée dans le sens de la périphérie de l'induit : l'épaisseur radiale de fer est h ; le pas polaire est τ. En différenciant la première des équations (1) en x, la seconde en z, et en additionnant, on obtient les équations

$$\frac{\partial^2 \mathbf{B}_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{B}_x}{\partial z^2} = 0 \quad ; \quad \frac{\partial^2 \mathbf{B}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{B}_z}{\partial z^2} = 0. \qquad (2)$$

Il faut chercher une solution particulière de ces équations. Pour cela, on suppose provisoirement que la courbe de flux de la machine, c'est-à-dire $\mathbf{B}_z$ pour $z = 0$ est une sinusoïde pure : l'induction totale dans la direction x varie d'une façon harmonique, et la variation dans la direction z reste à trouver. Posons :

$$\mathbf{B}_x = f(z) \sin \alpha x. \qquad (3)$$

Puisque l'on a $\partial^2 \mathbf{B}_x/\partial x^2 = - \alpha^2 f(z) \sin \alpha x$, on obtient pour $f(z)$, par remplacement dans l'équation (2), l'équation différentielle

$$\frac{\partial^2 f(z)}{\partial z^2} - \alpha^2 f(z) = 0. \qquad (4)$$

La solution de cette équation est :

$$f(z) = Ae^{\alpha z} + Ce^{-\alpha z} \qquad (5)$$

où A et C sont provisoirement des constantes d'intégrations arbitraires.

On obtient alors pour la composante de l'induction dans la direction périphérique :

$$\mathbf{B}_x = (Ae^{\alpha z} + Ce^{-\alpha z}) \sin \alpha x. \qquad (6a)$$

La composante dans la direction du rayon donne, si l'on tient compte de l'équation (1) $\partial \mathbf{B}_z/\partial_x = \partial \mathbf{B}_x/\partial_z$, l'équation :

$$\mathbf{B}_z = -(Ae^{\alpha z} - Ce^{-\alpha z}) \cos \alpha x. \qquad (6b)$$

La valeur de α est encore complètement indéterminée : les équations 6 représentent en tout cas une solution possible du problème. Pour déterminer les inconnues α, A et C, considérons les deux conditions limites : à la surface de l'induit, B_z doit être identique avec la courbe de champ, c'est-à-dire, pour $z = 0$:

$$\mathbf{B}_z = B \cos \frac{\pi}{\tau} x. \qquad (7a)$$

en désignant par B l'amplitude de la courbe de champ sinusoïdale. Au bord intérieur de l'induit, abstraction faite de la dispersion très faible que l'on peut négliger, l'induction dans la direction du rayon doit disparaître, c'est-à-dire que pour $z = h$, on a $B_z = 0$.

De là se déduisent, par comparaison avec l'équation (6), les trois équations :

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau}; \quad -A + C = B \quad ; \quad Ae^{\alpha h} + Ce^{-\alpha h} = 0. \qquad (8)$$

Pour les constantes d'intégration, on obtient donc

$$A = \frac{B}{e^{2\alpha h} - 1} \quad ; \quad C = \frac{B}{1 - e^{-2\alpha h}} \qquad (9)$$

on a aussi :

$$\frac{C}{A} = e^{2\alpha h}. \qquad (9a)$$

La répartition des lignes d'induction pour une courbe de champ sinusoïdale est ainsi complètement déterminée. Il est facile de généraliser cette solution pour la rendre valable dans le cas d'une courbe de champ quelconque : pour cela il suffit de décomposer celle-ci en des harmoniques et d'étudier séparément pour chacun d'eux les équations 6, 8 9. L'induction résultante est la somme vectorielle de toutes les inductions individuelles, car les équations différentielles du champ, équations (1), sont linéaires. Avant d'aborder ce cas général, il y a lieu de passer en revue quelques considérations sur les champs sinusoïdaux simples.

Les composantes de l'induction sont données par les équations :

$$\left.\begin{aligned} \mathbf{B}_x &= \left(Ae^{\pi\frac{z}{\tau}} + Ce^{-\pi\frac{z}{\tau}}\right)\sin \pi \frac{x}{\tau} \\ \mathbf{B}_z &= \left(Ae^{\pi\frac{z}{\tau}} - Ce^{-\pi\frac{z}{\tau}}\right)\cos \pi \frac{x}{\tau} \end{aligned}\right\} \qquad (6c)$$

Si l'épaisseur radiale du fer h est très grande par rapport au pas polaire, c'est-à-dire si $\alpha h = \pi \frac{h}{\tau}$ est très grande, on a approximativement $A = 0$ et $C = B$. Alors les deux composantes de l'induction diminuent d'après une fonction exporentielle simple. L'induction résultante $|\mathbf{B}| = \sqrt{\mathbf{B}_x^2 + \mathbf{B}_z^2}$ diminue suivant la même fonction et l'on a :

$$|\mathbf{B}| = Be^{-\pi\frac{z}{\tau}} \qquad (10)$$

On voit aussi que la valeur absolue de l'induction dans ce cas dépend seulement de z et non plus de x. Si on voulait faire un calcul plus précis, en tenant compte de la variation de fer, on devrait considérer cette grandeur comme unique fonction de z, ce qui facilite considérablement le calcul.

D'une façon générale, quand h/τ est petit, comme dans les machines pratiques, B_x et B_z ne diminuent pas suivant la même loi. Le point le plus important est la répartition dans la zône neutre, c'est-à-dire pour $x = \tau/2$, car là, la valeur maxima de l'induction existe à toute profondeur. La composante dans la direction du rayon B_z disparait : celle dans la direction périphérique est :

$$\mathbf{B}_n = Ae^{\pi\frac{z}{\tau}} + Ce^{-\pi\frac{z}{\tau}} \qquad (11)$$

Puisque C est toujours plus grand que A (équation 9), le deuxième terme prédomine, c'est-à-dire que l'induction diminue toujours quand z croît. A la surface de l'induit, B_n est donné principalement par la valeur C ; au bord intérieur, les deux termes sont égaux d'après l'équation (9a.) Il en résulte un moyen simple pour tracer la courbe B_n. On trace la courbe C_e de $z = 0$

jusqu'à $z = 2h$; on rabat la seconde moitié (fig. 2) et on l'ajoute à la première : on obtient ainsi la courbe B_n. En retranchant la seconde moitié rabattue de la première, on obtient la courbe B_p, répartition de l'induction dans la direction du rayon sous le milieu du pôle.

L'induction au bord extérieur dans la zône neutre est donnée, si l'on tient compte des équations 11 et 9, par l'équation :

$$B_{n0} = B\left(\frac{1}{e^{2\alpha h} - 1} + \frac{1}{1 - e^{-2\alpha h}}\right) = \frac{B}{\text{th}\,\pi\frac{h}{\tau}}. \quad (12)$$

L'induction au bord intérieur est donnée par l'équation :

$$B_{nh} = B\left(\frac{e^{\alpha h}}{e^{2\alpha h} - 1} + \frac{e^{-\alpha h}}{1 - e^{-2\alpha h}}\right) = \frac{B}{\text{sh}\,\pi\frac{h}{\tau}}. \quad (13)$$

La première est donc toujours sensiblement plus grande, en pratique, que l'amplitude B de la courbe de champ : la dernière peut être plus grande ou plus petite, suivant la valeur du rapport h/τ.

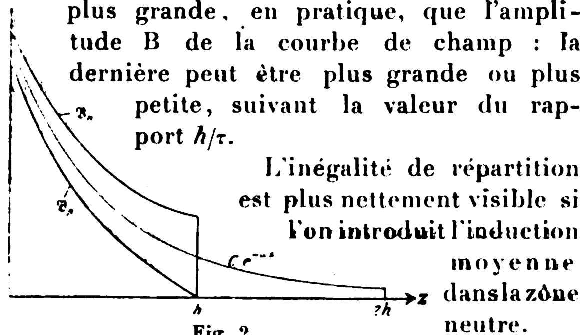


Fig. 2.

L'inégalité de répartition est plus nettement visible si l'on introduit l'induction moyenne dans la zône neutre.

$$B_{moy} = \frac{B}{\pi\frac{h}{\tau}} \quad (14)$$

On obtient alors :

$$\frac{B_{no}}{B_{moy}} = \frac{\pi\frac{h}{\tau}}{\text{th}\,\pi\frac{h}{\tau}}, \quad (12a)$$

$$\frac{B_{nh}}{B_{moy}} = \frac{\pi\frac{h}{\tau}}{\text{sh}\,\pi\frac{h}{\tau}}. \quad (13a)$$

On peut tracer les courbes en fonction de h/τ. Plus ce rapport est grand, et moins l'induction est uniforme. B_{n0} est l'induction la plus forte dans l'induit.

On peut maintenant étudier plus complètement la répartition de l'induction pour une courbe de champ quelconque. Cette courbe est supposée donnée par ses harmoniques et est ΣB_n, $\cos n\pi\frac{x}{\tau}$ étant en général un nombre impair : la courbe est supposée symétrique par rapport au milieu du pôle, ce qui résulte du fait que la série ne contient que des termes en cosinus. En superposant toutes les inductions, on obtient conformément à l'équation 6c, les composantes :

$$\left.\begin{aligned} B_x &= \sum A_n e^{n\pi\frac{z}{\tau}} = C_n e^{-n\pi\frac{z}{\tau}} . \sin n\pi\frac{x}{\tau} \\ B_z &= \sum - A_n e^{n\pi\frac{z}{\tau}} + C_n e^{-n\pi\frac{z}{\tau}} . \cos n\pi\frac{x}{\pi} \end{aligned}\right\} \quad (15)$$

où les grandeurs A et C ont les signification suivantes :

$$A^n = \frac{B_n}{e^{2\pi n\frac{h}{\tau}} - 1} \quad ; \quad C_n = \frac{B_n}{1 - e^{-2\pi n\frac{h}{\tau}}} \quad (16)$$

Pour la zône neutre, on a $\sin n\frac{\pi}{\tau}\cdot\frac{\tau}{2} = \pm 1$: par conséquent, il vient :

$$B_n = \sum \pm \left(A_n e^{n\pi\frac{z}{\tau}} + C_n e^{-n\pi\frac{z}{\tau}}\right) \quad (17)$$

où le signe + est valable pour $n = 1, 5, 9...$ et le signe — pour $n = 3, 7, 11...$

Les équations 15, 16, 17, montrent que les harmoniques supérieurs de la courbe de champ disparaissent d'autant plus rapidement vers l'intérieur de l'induit que leur ordre de grandeur est plus élevé. L'harmonique trois pénètre encore sensiblement dans le fer de l'induit, tandis que les harmoniques cinq et au-delà ne dépassent pas les couches superficielles. La valeur de A est négligeable dès le cinquième harmonique, de sorte que le tracé de la courbe de l'équation 17 est relativement simple.

Supposons qu'il existe dans la courbe de champ, d'une façon assez marquée, les harmoniques trois et cinq, ce qui est généralement le cas pour les formes ordinaires de pôles employées : on voit qu'il y a au bord de l'induit une zône d'induction plus faible, car on doit soustraire les termes supérieurs qui disparaissent rapidement et qui, pour $z = 0$, ont toute leur intensité. Dans les profondeurs plus grandes de l'induit, l'influence des termes supérieurs disparait : l'induction ne dépend presque que de l'onde fondamentale et peut être sensiblement plus élevée qu'au bord. La répartition de l'induction magnétique s'explique ainsi par la présence des harmoniques supérieurs, et l'on comprend les résul-

tats obtenus par Studniarski dans ses études expérimentales.

Un second résultat surprenant obtenu par cet expérimentateur peut être également expliqué par cette théorie. Il plaçait des bobines d'épreuve dans des trous a b (fig. 3) pratiqués dans le fer de l'induit parallèlement à l'axe des y et mesurait le f. é. m. induite dans ces bobines quand l'induit tournait. Il a trouvé ainsi que la valeur de la f. é. m. induite varie quand la position des trous a et b est modifiée : la position du trou a étant invariable et correspondant au fond des encoches, et la distance du point b croissant de 0 à h, on obtient une courbe ensellée qui présente un minimum allongé sous le milieu du pôle et deux fortes pointes aux bouts des pôles. Quand b croît, la minimum se relève peu à peu et, quand $b = h$, on obtient naturellement la courbe ordinaire de charge.

La f. é. m. induite dans une bobine d'épreuve

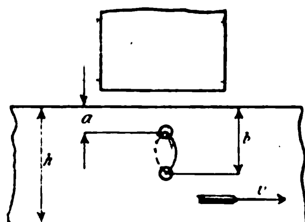


Fig. 3.

est $E = wd\Phi/dt$, en appelant w le nombre de tours de la bobine et Φ le flux embrassé. Le rayon de l'induit étant dans le plan de la bobine, la composante d'induction dans la direction périphérique donne à Φ une valeur $\Phi = l\int \mathbf{B}_x dz$, en appelant l la longueur de l'induit. On a :

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\Phi}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = v \frac{d\Phi}{dx}.$$

On obtient donc la f. é. m. :

$$E - wl \frac{d}{dx} \int \mathbf{B}_y dz = - wlv \int \frac{\partial \mathbf{B}_x}{\partial x} dz \qquad (18)$$

L'intégrale en z doit être étendue entre les limites a et b. Si l'on arrive à calculer $\mathbf{B}_x$ d'après la valeur mesurée E, on doit faire graphiquement la différenciation et l'intégration de

$$\mathbf{B}_x = - \frac{1}{wlv} \int \frac{dE}{dz} dx \qquad (19)$$

ce qui est possible, car E est donné en fonction de x par la courbe de tension de la bobine d'épreuve, et en fonction de z par les essais à différentes profondeurs. On peut donc déduire des courbes expérimentales la composante d'induction $\mathbf{B}_x$ pour chaque point de l'induit. On peut même encore déduire autre chose des courbes expérimentales. Si l'on considère la première des équations (1) qui est valable d'une façon générale, on tire de l'équation 18 :

$$E = wlv \int \frac{\partial \mathbf{B}_z}{\partial z} dz = wlv \int d\mathbf{B}_z = wlv (\mathbf{B}_z + C). \qquad (20)$$

En choisissant les limites d'intégration telle que $b = h$, on voit facilement que la valeur de C doit être nulle. On place alors les bobines d'épreuve de telle façon qu'elles embrassent la partie intérieure de l'induit depuis le point a, et l'on obtient dans la direction du diamètre la composante d'induction en a :

$$\mathbf{B}_z = \frac{1}{wlv} E. \qquad (21)$$

Cette grandeur peut être déterminée pour chaque point de l'induit. Les deux composantes donnent l'induction en grandeur et en direction : on a alors, d'après les équations 19 et 21, la possibilité de calculer la répartition des lignes d'induction dans l'induit.

On a vu que les courbes obtenues dans la bobine d'épreuve sont ensellées quand $a = 0$ et quand b est petit. En différenciant l'équation 20, on obtient : $dE = wlv \frac{\partial \mathbf{B}_z}{\partial z} dz$. Si l'on suppose que la bobine d'épreuve est très petite, c'est-à-dire si l'on a $b - a = \Delta z$ très petit, on peut conclure pour la f. é. m. induite :

$$\Delta E = wlv \frac{\partial \mathbf{B}_z}{\partial z} \Delta z.$$

D'après l'équation 15, on obtient alors comme f. é. m. d'une petite bobine d'épreuve :

$$\Delta E = - wlv \sum n \frac{\pi}{\tau} \left(A_n e^{n\pi \frac{z}{\tau}} + C_n e^{-n\pi \frac{z}{\tau}} \right) \cos n\pi \frac{x}{\tau} \Delta z \qquad (22)$$

Par suite du facteur $n\pi/\tau$, les harmoniques supérieurs se trouvent renforcés dans la mesure, et cela d'autant plus que leur ordre de grandeur est plus élevé. A une certaine profondeur, ils sont affaiblis par suite du facteur exponentiel de C_n : à la surface de l'induit, ce facteur est égal à l'unité et les termes harmoniques peuvent prédominer d'une façon importante sur le terme fondamental et produire une

forte distorsion. La forme plus ou moins ensellée de la courbe observée expérimentalement dépend de la grandeur et de la direction des termes harmoniques supérieurs.

à suivre B. L.

Méthode pour séparer les pertes dans le fer et les pertes par frottement dans les machines à courant continu. — **Breslauer.** — *Electrical Review.*

L'auteur indique une méthode dérivée de celle de Kapp, mais qui donne des résultats plus exacts que celle-ci. On accouple ensemble deux machines de même puissance et de même voltage ; l'une fonctionne comme moteur et entraine l'autre machine non excitée. En modifiant le champ du moteur, on varie la vitesse et l'on note pour chaque vitesse la différence de potentiel et l'intensité du courant, ainsi que la valeur du courant d'excitation. Dans une seconde série d'essais, on relie en série les enroulements inducteurs des deux machines et l'on double la différence de potentiel entre leurs extrémités, puis on fait les mêmes lectures que précédemment pour chaque vitesse. Les résultats des deux essais, c'est-à-dire les pertes en watts (abstraction faite des pertes RI^2) sont portées en fonction de la vitesse de rotation. Dans le premier essai sont contenues, dans les pertes en watts, les pertes par frottements des deux machines et les pertes dans le fer de l'une des machines : dans le second essai s'ajoutent les pertes dans le fer de la seconde machine. Les deux machines étant semblables et ayant le même courant d'excitation, les pertes dans le fer sont les mêmes. En faisante la différence des courbes tracées dans les deux expériences, on obtient une courbe qui donne les pertes dans le fer d'une machine. Si l'on soustrait les ordonnées de la première courbe de celle-ci, on obtient une courbe qui représente les pertes par frottement dans une machine pour différentes vitesses.

B. L.

Sur le démarrage des moteurs monophasés à collecteur [1] ***(fin).*** — **Richter.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 15 février 1906.

c) Lignes de balais séparées avec enroulements série multipolaires. — Il semble que l'on puisse diminuer les ampère-tours de court-circuit et aussi les pertes de court-circuit en ne connectant pas ensemble directement les lignes de balais de même polarité, mais en les reliant par l'intermédiaire d'un transformateur d'après le montage indiqué par la figure 4, montage employé par l'A.E.G. Avec ce dispositif, on n'a à considérer que les courants de court-circuit existant sous chaque balai. De balai à balai il ne peut exister aucun courant de circulation important, car les balais de même polarité ne sont reliés entre eux qu'électromagnétiquement. L'emploi de deux lignes de balais seulement offrirait le même avantage. Dans le cas où tous les balais de même polarité sont connectés directement entre eux, on obtient pour les ampère-tours totaux de court-circuit l'expression :

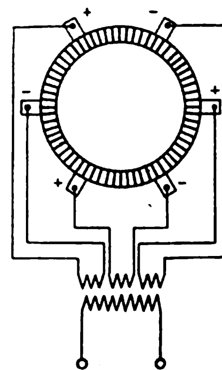


Fig. 4.

$$Aw_k = 2\frac{ze}{w}\frac{1}{p}[(pn-1)^2+(pn-3)^2+(pn-5)^2+\ldots] \quad (6)$$

Au contraire, dans le cas où les balais de même polarité ne sont pas connectés directement entre eux, et où les lignes de balais embrassent un multiple entier de lames et intervalles, on a :

$$Aw_k' = 2\frac{ze}{w}p^2[(n-1)^2+(n-3)^2+(n-5)^2+\ldots] \quad (7)$$

Dans ces formules, z représente le nombre de tours pour chaque lame
e la différence de potentiel entre deux lames voisines sous les balais
w la résistance d'un circuit en court-circuit
$2p$ le nombre de pôles égal au nombre de lignes de balais
n le nombre des lames situées sous un balai.

Il ne faut employer, parmi les termes entre

[1] Voir *Eclairage Electrique*, tome XLVI, 24 mars et 31 mars 1906, p. 464 et 497.

crochets, que ceux dont les nombres sont positifs.

Les formules 5 et 6 permettent directement de déterminer des valeurs limites pour les ampère-tours de court-circuit. Pour un calcul exact, il faut évidemment déterminer la valeur que l'on doit donner à n quand le balai couvre une lame pleine. Ici, comme pour les pertes d'énergie (formules 1 et 4), la valeur rigoureuse de n est plus voisine de $m+1$ quand la résistance de passage des balais n'intervient pas : au contraire n est plus voisin de m quand la résistance de passage des balais existe seule. L'avantage des lignes de balais séparées n'est sensible que pour des balais étroits. Pour $n=2$, ce qui correspond à une épaisseur de balais inférieure au double du pas des lames, on peut diminuer de 20 % les ampère-tours de court-circuit.

Pour le cas où il n'y a pas de jonctions résistantes entre le collecteur et l'enroulement induit, Punga donne l'expression suivante :

$$\frac{Aw'_k}{2p} = 0{,}083 n^3 \frac{ze}{w}. \qquad (8)$$

La valeur trouvée avec cette formule concorde avec celle trouvée au moyen de la formule précédente. Entre les pertes de court-circuit et les ampère-tours de court-circuit, il existe la relation :

$$V_k = \frac{e}{2p} Aw_k.$$

d) Balais minces. — Un autre moyen pour réduire les ampère-tours de court-circuit consiste à adopter des balais minces. Ce procédé est en général très efficace. En réalité, les conditions ne sont pas aussi favorables que l'on pourrait le croire à première vue, quand on suppose que la résistance du circuit court-circuité ne varie pas. On est obligé d'augmenter la longueur axiale des balais proportionnellement à la diminution d'épaisseur, pour avoir toujours la même densité de courant, et les résistances de jonction du collecteur et de l'enroulement devraient diminuer comme le nombre de lames couvertes par les balais, pour pouvoir être logées toujours dans les mêmes emplacements. Dans le cas le plus défavorable, c'est-à-dire si les balais épais ne devaient être dimensionnés qu'au point de vue de l'intensité du courant principal, le rapport des ampère-tours de court-circuit doit donc encore être multiplié par le rapport des épaisseurs de balais. On trouve ainsi par exemple, quand $p=3$ et quand les balais de même polarité sont reliés ensemble, pour une longueur de balais égale au double du pas des lames :

pour $n=m=2$; $11{,}7.4\frac{ze}{w}$ ampère-tours,

pour $n=m+1=3$; $40.4\frac{ze}{w}$ ampère-tours,

soit, en moyenne : $25{,}8.4\frac{ze}{w}$ ampère-tours.

Pour une largeur de balais moitié moindre (égale au pas des lames), on a :

pour $n=m=1$; $1{,}33.4\frac{ze}{w}$ ampère-tours,

pour $n=m+1=2$; $11{,}7.4\frac{ze}{w}$ ampère-tours,

soit, en moyenne : $6{,}51.4\frac{ze}{w}$ ampère-tours.

Les ampère-tours de court-circuit sont donc réduits à peu près dans le rapport de 1 à 4.

Si les balais épais et les connexions entre l'enroulement et le collecteur n'étaient dimensionnés qu'au point de vue du courant principal, la résistance pour celui-ci doit évidemment rester la même, et par suite la résistance du circuit court-circuité doit être diminuée, de sorte que les ampère-tours de court-circuit pour une longueur de balais égale au pas des lames doivent être seulement la moitié de ce qu'ils sont pour des balais deux fois plus larges. C'est là un avantage qui n'est pas méprisable. Les expériences pratiques faites sur le moteur et traduites par des diagrammes polaires montrent que l'avantage que procure l'emploi de balais étroits est moins considérable qu'on ne devrait s'y attendre.

2°) *Nombre élevé d'ampère-tours d'excitation*

Pour un flux, un enroulement induit et une disposition des balais déterminés, l'angle entre le flux et le courant primaire est d'autant plus aigu qu'il faut plus d'ampère-tours pour la production du flux. Pour le même couple, le courant du moteur diminue proportionnellement à l'inverse du cosinus de l'angle entre le courant et le flux ; au contraire la tension d'excitation croît proportionnellement aux ampère-tours résultants. Par ce moyen, on peut donc bien diminuer le courant du moteur mais on aug-

mente le produit EeJ et par suite la consommation apparente KJ : les ampère-tours de court-circuit et les pertes de court-circuit restent évidemment invariables pour le même flux. On obtient une valeur élevée du nombre d'ampère-tours en diminuant la perméabilité du circuit magnétique. Si l'on augmente la reluctance du trajet dans le fer, les pertes dans le fer augmentent ; il vaut donc mieux augmenter l'entrefer, ce qui est avantageux au point de vue mécanique. Mais, dans les deux cas, la self-induction de l'enroulement excitateur et la quantité de cuivre augmentent ; par conséquent, l'adoption d'un nombre élevé d'ampère-tours excitateurs n'est pas à recommander.

3°) *Bobine de self-induction en parallèle avec l'enroulement excitateur.*

Comme on l'a vu, les ampère-tours de court-circuit décalent le courant du moteur par rapport au flux, de sorte que pour un même couple

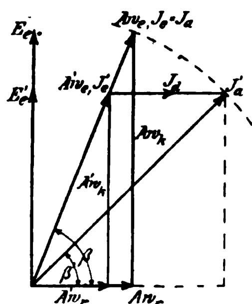


Fig. 5.

et pour un même flux, le courant du moteur augmente sensiblement. Pour diminuer autant que possible le décalage entre le courant et le flux, il serait avantageux d'intercaler entre l'enroulement induit et le collecteur des résistances inductives, mais cela augmenterait la self-induction du circuit en court circuit et produirait des crachements aux balais. Un autre moyen, employé dans les moteurs Siemens-Schuckert, consiste à placer une bobine de self-induction en parallèle avec l'enroulement excitateur et est particulièrement actif lorsque la dispersion entre l'enroulement excitateur et les enroulements en court circuit est faible.

La figure 5 représente, en traits gras le triangle normal des ampère-tours $Aw_e - Aw_k - Aw_r$ avec l'hypothèse que la dispersion entre l'enroulement excitateur et la bobine en court circuit est nulle. Les traits minces de la figure 5 représentent le diagramme dans le cas où le courant dans l'induit reste le même $J'_a = J_a$, mais où une bobine de self-induction, parcourue par le courant J_d, est en parallèle avec l'enroulement excitateur. Un coup d'œil jeté sur la figure 5 montre les nombreux avantages de ce dispositif. Pour le même courant induit, le couple est augmenté malgré l'affaiblissement du flux ; $A'w_rJ'_a \cos\beta' > Aw_rJ_a \cos\beta$. Les ampère-tours de court circuit, les pertes d'énergie et la tension d'excitation ont diminué. Si l'on étudie par le calcul l'avantage de ce dispositif, on arrive au résultat suivant.

α). Le courant doit conserver la même valeur : on cherche quel couple maximum pourra être atteint ? Quelle sera la valeur de J_d et quelle sera la valeur du flux Aw'_r. En introduisant la notation $Aw_k/Aw_r = K$ et en affectant d'un accent la nouvelle grandeur, on a :

$$D' = \frac{1+k^2}{2k} D$$

$$J_d = (k-1)\sqrt{\frac{1+k^2}{2k^2}}\, J_e \cos\beta$$

$$Aw'_r = \sqrt{\frac{1+k^2}{2k^2}}\, Aw_r$$

β). Le couple reste le même : on cherche quand le courant de l'induit atteint une valeur minima, quel est le courant dans la bobine de self-induction, et quelle valeur a le flux. On a :

$$J' = \sqrt{\frac{2k'}{1+k^2}}\, J \;;\; J_d = \frac{k-1}{\sqrt{k}}\, J_e \cos\beta \;;\; Aw'_r = \frac{1}{\sqrt{k}}\, Aw_r$$

Ce dispositif doit être extrêmement efficace, surtout pour des valeurs élevées de K, par exemple pour K = 3. Mais ces données ne sont valables qu'avec l'hypothèse qu'il n'existe pas de dispersion entre l'enroulement excitateur et les bobines en court circuit. A ce point de vue, le moteur d'essais se comporte d'une façon très désavantageuse, car il possède des encoches presqu'entièrement fermées. Malgré cela, et même pour une valeur faible de K (K = 2,2) les résultats obtenus ont été très satisfaisants. Pour $J_d = 0{,}8\, J_e \cos\beta$, la consommation totale d'énergie tombe de 30 % ; le courant total J diminue de 14 % et le flux, ainsi que la tension d'excitation E_e, de 17 %. Pour un même flux, le courant total diminue de 29 % quand on ajoute

la bobine de self-induction. Il ne faut pas confondre cette méthode avec celle qui consiste à supprimer des tours de l'enroulement excitateur ou à modifier le rapport de transformation d'un transformateur d'excitation *f*, mode de réglage de la vitesse employé par Winter et Eichberg. Dans ces cas, pour un couple invariable, le courant du moteur croît à mesure que l'excitation diminue, tandis que avec la méthode Siemens-Schuckert, le courant diminue quoique l'excitation diminue.

Tout ce qui précède se rapporte en particulier au moteur série à réaction d'induit compensée et à pôles saillants. Si le moteur possède un enroulement réparti, les résultats acquis s'appliquent immédiatement car le moteur à enroulement réparti n'est pas autre chose qu'un moteur avec plusieurs enroulements excitateurs qui embrassent des arcs polaires de différentes grandeurs et l'influence de l'arc polaire a été étudiée. Pour le moteur à répulsion et pour le moteur compensé, l'induit n'est pas relié directement en série avec l'enroulement excitateur, mais indirectement, par l'intermédiaire d'un enroulement statorique. L'enroulement induit court-circuité par les balais est équivalent à l'enroulement secondaire d'un transformateur-série. Si la résistance ohmique du circuit de l'induit était nulle, les conclusions tirées pour le moteur-série seraient directement applicables au moteur à répulsion et au moteur compensé. Comme cela n'a pas lieu, le courant induit J_a n'est pas décalé exactement de 180° sur le courant primaire J_e, mais d'environ (180°-δ) : l'angle entre le flux excitateur et le courant de l'induit n'est donc pas α, mais ($\alpha + \delta$), en faisant abstraction de la réaction des bobines court-circuitées sur les balais. Le démarrage est donc plutôt plus mauvais et, en tous cas, n'est jamais meilleur, avec le moteur à répulsion ou le moteur compensé qu'avec le moteur série ordinaire.

B. L.

***Moteur série monophasé de 200 chevaux à double collecteur.* — Korrodi.** — *Schweizerische Elektrotechnische Zeitschrift.*

L'auteur a établi un moteur série monophasé de 200 chevaux tournant à une vitesse de rotation comprise entre 650 et 1.000 tours et fonctionnant sous 350 volts avec un courant de fréquence 20. L'inducteur est à six pôles : il est maintenu dans une carcasse en acier coulé séparée en deux parties aussi bien horizontalement que verticalement. Les pôles sont munis d'une encoche profonde en leur milieu pour réduire les flux transversaux. L'induit porte un enroulement ondulé avec trois paires de balais : les lames du collecteur sont réunies trois par trois par des connexions équipotentielles. L'emploi de deux collecteurs a été adopté pour réduire à la moitié la tension dans les bobines induites en court-circuit et pour éviter, par la présence des jonctions aux collecteurs, une intensité de courant exagérée entre paires de balais de même polarité. Le moteur a été calculé pour un rendement de 91 % avec $\cos \varphi = 0,87$.

B. L.

***Dispositif pour la suppression des étincelles dans les moteurs à collecteur à courants alternatifs.* — Latour.** — *Electrical World*, 23 février 1906.

Un brevet pris en Amérique par l'auteur décrit un dispositif propre à éviter la formation d'étincelles au collecteur. Les balais sont disposés de façon qu'il n'y ait pas de bobines court-circuitées et que, malgré cela, le circuit de l'induit ne soit pas ouvert quand les balais passent d'une lame à l'autre. Le collecteur est muni de lames et d'interlames isolantes de même épaisseur. L'épaisseur de chaque balai est inférieure ou au plus égale à cette largeur. Chaque ligne de balais est reliée en parallèle à une seconde ligne de balais par l'intermédiaire d'une résistance au milieu de laquelle est fixé le conducteur qui amène le courant à l'induit. Quand une ligne de balais est en contact avec une portion isolante (interlame) la ligne reliée en parallèle avec elle est en contact avec une lame active. De cette façon, le circuit de chaque balai est alternativement ouvert et fermé, mais le circuit de l'induit est toujours fermé. Les résistances intercalées dans les conducteurs qui joignent les lignes de balais deux par deux ont une résistance suffisante pour limiter le courant de court-circuit à la valeur que l'on veut : on peut même disposer ces résistances de façon à pouvoir diminuer leur valeur à mesure que la vitesse du moteur augmente après le démarrage.

R. R.

Moteur Lamne à collecteur à courants alternatifs.

M. Lamme a obtenu récemment le brevet d'un moteur à collecteur à courant alternatif. Pour neutraliser la self-induction de l'induit, qui produit un décalage du courant en arrière de la tension, M. Lamme emploie un enroulement fixe placé dans des encoches sur les faces des pièces polaires des pôles principaux et relié en série avec l'enroulement induit : cet enroulement est réparti de telle façon que le nombre d'ampère-tours qu'il produit dans chaque pièce polaire soit égal au nombre d'ampère-tours dans la partie de l'induit couverte par l'enroulement sur cette pièce polaire. M. Lamme emploie du courant diphasé et relie une phase à l'enroulement induit et à l'enroulement compensateur connectés en série, et l'autre phase à l'enroulement inducteur. De cette disposition des enroulements, il résulte que l'action compensatrice des enroulements fixes en série avec l'induit est instantanée et est égale ou proportionnelle à la self-induction de l'induit, et que les relations magnétiques entre l'induit et l'inducteur ne sont pas modifiées.

Dans la construction des moteurs à collecteur, on a trouvé avantageux d'adopter des masses polaires d'une forme déterminée entre lesquelles existent des intervalles d'une certaine valeur : pour donner au facteur de puissance une valeur satisfaisante, il est bon de donner aux ampère-tours de l'induit une valeur relativement élevée par rapport aux ampère-tours inducteurs. Dans ces conditions, la distorsion des flux est très considérable si l'on n'emploie pas d'enroulement compensateur et, même dans ce cas, les ampère-tours de l'induit ne sont pas neutralisés dans les espaces interpolaires. Il en résulte, comme on l'a observé plusieurs fois expérimentalement, un pompage du moteur dont le courant dans l'induit s'élève et tombe périodiquement. Pour éviter ce pompage, l'auteur place entre les masses polaires du moteur des pièces en métal bon conducteur de section relativement importante. Ces plaques, dont la résistance est très faible, agissent comme des circuits secondaires par rapport au champ interpolaire variable et amortissent les oscillations de ce flux, en empêchant ainsi le pompage.

Le moteur décrit dans le brevet de M. Lamme est à quatre pôles, en tôles feuilletées munies de huit encoches contenant l'enroulement compensateur. La moitié des conducteurs compensateurs dans chaque masse polaire est connectée aux conducteurs compensateurs de la moitié adjacente de la masse polaire voisine. Ces connexions sont disposées à plat de façon à ne pas gêner pour le placement ou l'enlèvement des bobines inductrices. L'enroulement compensateur total est relié en série avec l'enroulement induit par l'intermédiaire des balais et du collecteur, et le circuit ainsi formé est alimenté par le secondaire d'un transformateur dont le primaire est relié à une phase d'un circuit diphasé : les bobines inductrices sont alimentées par le secondaire d'un transformateur dont le primaire est relié à l'autre phase du circuit diphasé. La self-induction de l'induit étant compensée, le courant de la phase qui alimente l'induit est en phase avec la tension aux bornes ; la self-induction des enroulements inducteurs produit, dans la phase à laquelle ils sont reliés, un décalage de 90° du courant en arrière de la tension aux bornes : il en résulte que les courants dans les deux enroulements sont décalés d'environ 180° et que les inversions d'aimantation dans l'induit et dans les inducteurs se produisent simultanément, ce qui assure un bon fonctionnement du moteur.

R. R.

TRACTION

Essais d'une locomotive monophasée.

Des essais ont été faits en Amérique sur une locomotive double Westinghouse de 136 tonnes, équipée avec 6 moteurs monophasés de 225 chevaux. On a employé pour ces mesures une voiture dynamométrique : le train remorqué se composait de 50 wagons de marchandises en acier. Les freins des quatre derniers wagons furent serrés et les rails recouverts de sable. Dans ces conditions, on a atteint un effort de traction de 44.000 kgr., ce qui correspond à un coefficient de traction de 35 %. Les essais d'une seule unité ont donné les résultats suivants :

Poids de la locomotive	62,5 tonnes.
Poids du train	880,8 tonnes.
Moteurs	3×225 chevaux
Rapport de transmission	18/95.
Diamètre des roues	1500 mm.

Chemin parcouru....................	5750 mètres.
Temps mis à le parcourir............	11'15".
Vitesse moyenne....................	29 km à l'heure.
Facteur de puissance unique..........	85,5 %.
Kilowatts moyens....................	317.
Kilowatts-heure par train kilomètre....	9,65.
Watts-heure par tonne kilomètre......	11,5
Accélération........................	0,11 mètre-sec. par seconde.
Nombre de positions du controller.....	9.

R. R.

Acier pour troisième rail. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 25 février 1906.

Le troisième rail employé pour l'amenée du courant doit présenter la meilleure conductibilité possible. Les métaux employés présentent une résistance 10 à 11 fois supérieure à celle du cuivre pour du courant continu et 40 à 70 fois supérieure à celle du cuivre pour du courant alternatif à 40 périodes. Le meilleur métal est employé sur le métropolitain de Londres et a la composition suivante :

Carbone 5‰ ; manganèse 19‰ ; phosphore 5,4‰ ; soude 3‰.

La résistance est seulement 6,4 fois plus grande que celle du cuivre pour du courant continu. Les expériences faites sur ce sujet ont montré que : la résistance augmente avec la teneur en éléments étrangers ; le manganèse produit la plus forte augmentation de résistance ; le recuit est inutile. Le durcissement produit sur les métaux à forte teneur en carbone une certaine influence, mais le recuit ramène l'acier à sa constitution primitive au point de vue électrique et mécanique.

O. A.

MESURES

Transformateurs série pour wattmètres. — **Wild.** — *The Electrician*, 16 février 1906.

Les wattmètres et ampèremètres à courant alternatif ayant une puissance supérieure à 100 ampères sont généralement disposés pour fonctionner avec des transformateurs série. Le courant à mesurer passe dans l'enroulement primaire série du transformateur et l'enroulement secondaire est relié directement aux bobines d'intensité du wattmètre ou de l'ampèremètre ayant une puissance égale ou inférieure à dix ampères. Le principal but de ce dispositif est d'éviter les erreurs considérables produites par les courants de Foucault qui se produisent lorsque l'appareil lui-même contient un conducteur de forte section.

Pour les appareils qui présentent une puissance de 200 ampères ou moins, les courants de Foucault peuvent être pratiquement éliminés si l'on constitue l'enroulement par un câble consistant en un grand nombre de fils fins isolés les uns des autres et torsadés. Pour les courants d'intensité supérieure, cette méthode est inapplicable, et on est obligé de recourir à l'emploi de transformateurs série. Les deux exemples suivants peuvent servir de point de comparaison pour évaluer la grandeur des erreurs que peut entraîner l'emploi d'un conducteur massif.

1°) Wattmètre pour un courant maximum de 50 ampères : conducteurs formés d'une bande de cuivre de 25 mm. sur 0,7 mm. enroulée en deux bobines de 24 tours chacune. Les erreurs trouvées par comparaison avec un appareil étalon ont été les suivantes :

Fréquence	courant continu	50	50	100	100	100
cos φ	—	1,0	0,48	1,0	0,40	0,18
Erreur % en moins	0	0,4	1,6	1,7	3,1	7,2

Les erreurs indiquées sont dues presque uniquement aux courants de Foucault dans la bande de cuivre, l'appareil étant très bon aux autres points de vue.

2°) Wattmètre pour un courant maximum de 300 ampères. Conducteurs de 18,76 × 6,25 mm.. deux bobines d'un tour chacune.

Les erreurs trouvées ont été les suivantes :

Fréquence	Courant continu	50	50
cos φ	—	1,0	0,50
erreur o/o en moins	0	2,5	8,0

L'emploi de transformateurs série peut aussi introduire de sérieuses erreurs dans les appareils à courant alternatif s'ils ne sont pas établis d'une façon toute particulière. Pour obtenir des résultats exacts, il est nécessaire que le rapport de courant des transformateurs soit autant que possible égal au rapport des tours d'enroulement et aussi que le décalage entre les courants primaire et secondaire soit aussi faible que possible. Ce résultat peut être obtenu si l'on réduit au minimum les pertes dans le fer et les courants magnétisants

et si l'on apporte une attention toute particulière à la question de la dispersion magnétique. L'absence de dispersion est d'une importance capitale, comme le montre l'expérience suivante.

Sur un noyau de fer consistant en 100 feuilles de tôles étampées de 0,3 mm. d'épaisseur moyenne et présentant une section totale de fer de 8,15 cm² et une longueur totale de circuit magnétique de 3 centimètres, étaient enroulées quatre bobines de 50 tours de fil de 2 mm. de diamètre. Deux bobines étaient placées sur un côté du circuit magnétique et les deux autres sur l'autre côté du circuit. Avec ces bobines, on pouvait obtenir un enroulement primaire et un enroulement secondaire de 100 tours chacun, avec le primaire ainsi que le secondaire répartis également des deux côtés, ou avec le secondaire d'un côté et le primaire de l'autre. Deux wattmètres, de 10 ampères chacun, furent employés, l'un dans le circuit primaire et l'autre dans le circuit secondaire. Ces appareils avaient été étalonnés précédemment. Quand le transformateur était mis en circuit, les erreurs suivantes se produisaient dans les lectures de l'appareil secondaire :

ENROULEMENTS	FRÉQUENCE	COS φ	AMPÈRES	ERREUR
Primaire et secondaire ensemble	50	1,0	10	0,3 % en moins
— — opposés	50	1,0	10	4,5 % —
— — ensemble	50	0,5	10	1,0 % —
— — opposés	50	0,5	10	7,5 % —

On voit que la plus forte erreur correspond au cas où le primaire et le secondaire sont enroulés sur les côtés opposés du noyau : cette erreur est due entièrement à la dispersion magnétique qui agit de deux manières, d'une part en décalant le courant secondaire sur la tension et amenant ainsi le courant secondaire plus en phase avec le courant magnétisant, puis d'autre part en augmentant la tension du transformateur et en augmentant ainsi en même temps le courant magnétisant et les pertes dans le fer.

Pour réduire au minimum le courant magnétisant et les pertes dans le fer, il est nécessaire de supprimer la dispersion magnétique. Le nombre d'ampère-tours doit donc être élevé et la réluctance doit être faible. La tension par tour doit aussi être aussi faible que possible. Ces conditions sont contradictoires. Si on augmente la section du fer beaucoup au delà de 7 à 8 centimètres carrés, on diminue bien la réluctance, mais on augmente la résistance de l'enroulement secondaire. Si l'on augmente, d'autre part, le nombre d'ampère-tours au delà de 1.000, on est obligé d'allonger le circuit magnétique pour ne pas augmenter trop la densité de courant et l'échauffement des bobines.

La résistance du wattmètre doit être aussi faible que possible pour réduire la différence de potentiel par tour dans le transformateur, et la self-induction des bobines du wattmètre doit être faible en comparaison de la chute RI totale dans le circuit secondaire, sans que la phase du courant secondaire s'approche de celle du courant magnétisant, et l'erreur existant aux facteurs de puissance élevés augmente.

L'auteur, ayant eu récemment à faire établir un groupe de transformateurs pour employer avec un wattmètre de 1 ampère, a adopté la disposition suivante. Le noyau, en tôles découpées de 0,3 mm. d'épaisseur avec 5 × 5 cm. à l'intérieur et 10 × 10 cm. à l'extérieur. Les tôles découpées étaient au nombre de 100. La longueur du circuit magnétique était de 30 cm. et sa surface était de 8,15 cm². Chaque bobine secondaire comprenait 1.000 tours de fil de 0,7 mm. de diamètre enroulés par moitié sur chaque côté du noyau magnétique : les connexions pouvaient être faites en série ou en parallèle. Le primaire comprenait deux bobines de 50 tours chacune en fil de 2 mm. de diamètre pour le transformateur de 10 ampères, cinq tours d'une bande de cuivre de 37,5 × 0,7 mm. pour le transformateur de, 100 ampères et un tour formant un S autour de deux côtés pour le transformateur de 1.000 ampères. A pleine charge, la force magnéto-motrice était aussi de 1.000 ampère-tours et, en connectant les primaires et les secondaires en série ou en parallèle, on pouvait obtenir trois rapports différents. Les expériences ont montré que, dans ces transformateurs, la dispersion magnétique est tout à fait négligeable.

Les pertes dans le fer et le courant magnétisant ont été déterminés pour ces transformateurs à différents régimes. Le courant des pertes à vide était mesuré au moyen d'un wattmètre et le courant magnétisant au moyen d'un wattmètre et d'un ampèremètre : le courant correspondant aux pertes dans le fer était déterminé comme la composante du courant total en phase avec la tension, et le courant magnétisant était déterminé comme la composante du courant total décalée de 90° sur la tension. Le courant à pleine charge du wattmètre ayant une intensité de 1 ampère, et la résistance totale du circuit secondaire étant de dix ohms, il en résulte que la chute totale R I était de 10 volts et que, à pleine charge, la différence de potentiel par tour était de 10 milli-volts. Le courant magnétisant était de 0,52 % pour une fréquence de 100 périodes par seconde, et de 0,82 % pour une fréquence de 50 périodes par seconde : les pertes dans le fer étaient de 0,21 % pour une fréquence de 100 périodes par seconde et de 0,39 % pour une fréquence de 50 périodes par seconde. La self-induction du secondaire correspondait à 0,5 volts seulement pour une fréquence de 100 périodes par seconde, et à 25 volt pour une fréquence de 50 périodes par seconde. On pouvait donc, avec une exactitude suffisante, considérer le courant secondaire comme étant en phase avec la tension et par conséquent en phase avec le courant correspondant aux pertes dans le fer, c'est-à-dire décalé de 90° sur le courant magnétisant. Si la self-induction des bobines du wattmètre était plus considérable, il serait nécessaire de séparer le courant des pertes dans le fer et le courant magnétisant en deux composantes dont l'une en phase avec le courant secondaire et l'autre décalée de 90° sur ce courant. Cette décomposition peut être effectuée facilement par la méthode graphique si la self-induction du secondaire est exactement connue. La difficulté est de déterminer celle-ci avec une exactitude suffisante. Les pertes dans le fer étant pratiquement en phase avec le courant secondaire entraînent une erreur constante de 0,2 % pour une fréquence de 100 périodes par seconde, et de 0,4 % pour une fréquence de 50 périodes par seconde, les indications du wattmètre étant trop faibles. Le courant magnétisant ne produit pas d'effet pour les charges non inductives. Pour les charges inductives, il tend à produire une erreur en plus, cette erreur étant proportionnelle à la tangente de l'angle de décalage.

Les erreurs dues aux pertes dans le fer et le courant magnétisant ont été calculés et devaient avoir les valeurs suivantes :

Fréquence en période par sec..	50	50	50	50	100	100	100	100
Facteur de puissance.......	1,00	0,75	0,50	0,25	1,0	0,75	0,50	0,25
Erreur due aux pertes dans le fer %....................	−0,4	−0,4	−0,4	−0,4	−0,2	−0,2	−0,2	−0,2
Erreur due au courant magnétisant %................	0	+0,7	+1,4	+3	0	+0,45	+0,9	+2,0
Erreur totale...............	−0,4	+0,3	+1	+2,6	−0,2	+0,25	+0,7	+1,8

Ces valeurs ont été calculées pour la pleine charge c'est-à-dire pour 1 ampère et sont exprimées en % des watts réels et non des watts apparents. Pour des charges plus faibles, les erreurs sont généralement plus fortes, le courant magnétisant n'étant pas une ligne droite.

Les résultats obtenus expérimentalement sont les suivants :

Courant secondaire ampères..	1	1	1	1	1	1	1	1
Fréquence (périodes par sec)..	50	50	50	50	100	100	100	100
Facteur de puissance	1	0,75	0,25	0,5	1	0,75	0,5	0,25
Erreur %.................	−0,3	+0,3	+0,9	+2,5	−0,2	+0,2	+0,6	1,6

La concordance entre les valeurs observées et les valeurs calculées est très satisfaisante.

R. R.

Sur la méthode de Maxwell pour la mesure absolue des capacités. — **Diesselhorst.** — *Drudes Annalen*, février 1906.

Quand un condensateur de capacité C est chargé au potentiel E et déchargé n fois par seconde, l'intensité de courant est $2n$CE et est

la même que si la différence de potentiel E agissait sur un conducteur de résistance $1/2\, nC$. Si au moyen d'un commutateur tournant ou d'une languette vibrante, on charge n fois le condensateur et qu'on le décharge après chaque charge en le court-circuitant, l'intensité de courant moyenne est nCE, et correspond à une résistance de $1/nC$. Dans la méthode de Maxwell, on place un condensateur ainsi équipé dans le bas d'un pont de Wheatstone : quand le pont est en équilibre, on a les relations

$$1/nC = R_2\, R_3 \,/\, R_1, \qquad (1)$$

en appelant $R_1\, R_2\, R_3$ les résistances des branches du pont.

Cette égalité n'est qu'approximative car il existe, entre les deux sommets du pont entre lesquels est intercalé le condensateur, une dérivation de résistance w au moment où le circuit du condensateur est considéré comme ouvert : cette résistance w est la résistance totale du système entre les deux sommets à ce moment. Pour l'équilibre des ponts on a :

$$\frac{1}{nC} = \frac{R_2 R_3}{R_1} + w \qquad (2)$$

$$w = \frac{R_1(R_2+g)(R_3+b) + gR_2(R_3+b) + bR_3(R_2+g)}{R_1(R_2+R_3+b+g)+(R_2+b)(R_3+g)}, \qquad (3)$$

b désignant la résistance de la pile et g celle du galvanomètre.

En général, la valeur de w est très petite par rapport à $1/nC$: il n'y a alors pas besoin de correction. Si la rupture de circuit est assez rapide pour que le condensateur ne se charge plus complètement, la formule indiquée n'est plus valable. Quand un condensateur C est chargé par l'intermédiaire d'une résistance w, son potentiel au temps τ après le début de la charge est :

$$v_\tau = v_\infty \left(1 - e^{-\frac{\tau}{wC}}\right). \qquad (4)$$

Si τ représente la durée du contact pour l'introduction dans la branche du pont, la quantité d'électricité est non pas $Cv\infty$, mais $Cv_\infty \left(1 - e^{-\tau/wC}\right)$: le condensateur agit donc comme si une résistance totale de valeur $1/nC\left(1 - e^{\tau/wC}\right)$ était intercalée. On obtient alors :

$$\frac{1}{nC} = \left(\frac{R_2R_3}{R_1} + w\right)\left(1 - e^{-\frac{\tau}{wC}}\right). \qquad (5)$$

En remplaçant la résistance équivalente R_2R_3/R_1 par R et en introduisant dans le terme correctif $e^{-\tau/wC}$ pour $1/n$ C la valeur approximative $R + w$, et en même temps pour $1/n$ la période T, on obtient la formule :

$$\frac{1}{nC} = (R + w)\left(1 - e^{-\frac{R+w}{w}\cdot\frac{\tau}{T}}\right).$$

Toutes les formules ont été données par Maxwell mais semblent être totalement ignorées. J. J. Thomson a établi une formule analogue à la formule (2) en tenant compte de la répartition du courant pendant la charge et la décharge au moyen des équations de Kirchhoff ; la formule à laquelle il est arrivé est la suivante :

$$\frac{1}{nC} = \frac{R_2R_3}{R_1}\frac{\left[1 + \frac{R_1}{R_3}\frac{b}{R_1+R_2+b}\right]\left[1 + \frac{R_1}{R_2}\frac{g}{R_1+R_3+g}\right]}{1 - \frac{R_1^2}{[R_1+R_2+b][R_1+R_3+g]}}. \qquad (6)$$

Cette formule est identique à la formule 2 de Maxwell comme on peut le voir par un calcul un peu long mais non difficile. L'expression de Thomson offre l'avantage de laisser apparaître le terme de correction, mais cache la signification physique que montre si simplement la formule de Maxwell. En général, $1/nC$ représente une très forte résistance : par exemple pour $C = 0{,}01$ microfd. et $n = 100$ par seconde, on a $1/n\, C = 10^6$ ohms. R_3 est bien inférieur à cette valeur, et par suite R_1 est plus petit que R_2. Les résistances b et g étant petites par rapport à R_2 et R_3, on a approximativement $w = b + R_1 + g$ ou même en négligeant complètement la résistance de la pile en batterie : $w = R_1 + g$ (7).

On doit prendre un galvanomètre de résistance relativement faible et choisir R_1 petit vis-à-vis de $1/n$ C et R_2 considérablement plus grand que R_1 pour pouvoir juger, d'après (7), si w peut être négligé ou s'il faut employer la formule :

$$\frac{1}{nC} = \frac{R_2R_3}{R_1} + R_1 + g. \qquad (8)$$

La petitesse de w est aussi une condition nécessaire pour que la correction due à une charge incomplète puisse être négligée. Pour que celle-ci soit inférieure à un dix-millième, il suffit, d'après (5*a*), que $\frac{R + w}{w}\frac{\tau}{T}$ soit plus grand que 9,2, c'est-à-dire, par exemple pour $\frac{\tau}{T} = 0{,}3$, que w soit plus petit que $1/30$ R. L'abaissement possible de la résistance du galvanomètre est

limité par la diminution de sensibilité qui en résulte.

Soit encore le condensateur C avec la languette vibrante, intercalé dans un réseau où la différence de potentiel est constante. Soit v_τ la différence de potentiel à laquelle il est chargé au bout d'un temps de contact τ. Pour n alternances par seconde, le courant moyen est $J = nCv_\tau$. Soit v la différence de potentiel moyenne des deux points entre lesquels la languette intercale le condensateur : la résistance équivalente au condensateur est :

$$R = \frac{v}{J} = \frac{1}{nC} \cdot \frac{v}{v_\tau} \qquad (11)$$

v désignant l'ordonnée moyenne de la courbe de différence de potentiel pendant la période. Si on reporte cette équation toute générale au cas du pont, il suffit de déterminer les valeurs de v et de v_τ. Si le pont est en équilibre, on a $R = R_2 R_3 / R_1$. (11)

On en déduit la valeur du courant moyen $J = v_\infty (R + w)$ en désignant par v_∞ la différence de potentiels entre les sommets quand la branche contenant le condensateur est ouverte et par w la résistance entre ses sommets. Pour la différence de potentiel moyenne entre eux on a alors :

$$v = RJ = \frac{Rv_\infty}{R + w},$$

et on tire de l'équation 10 la formule

$$\frac{1}{nC} = (R + w) \frac{v_\tau}{v_\infty} \cdot \qquad (12)$$

La différence de potentiel v_∞ est celle que le condensateur atteint au bout d'un temps de charge infini, c'est-à-dire quand la charge est complète : si donc la durée de charge est courte vis-à-vis de la période, on a $v = v_\infty$ et la formule 11 revient à la formule de Maxwell.

Si les résistances présentent de la self-induction et de la capacité, la valeur v_τ seule est modifiée : la présence de self-induction et de résistance ne présente donc aucun inconvénient si la charge est complète. Si l'on intercale, entre les extrémités de la branche du pont qui soutient le condensateur, un condensateur de capacité très considérable par rapport à celle du condensateur étudié, la charge de celui-ci est produite par le gros condensateur dont le potentiel varie très peu, et l'on a $v_\tau = v$, c'est-à-dire $R = R_2 R_3 / R_1 = 1/n\,C$, indépendamment de toute correction. La difficulté est d'avoir un condensateur de capacité suffisamment grande.

Pour mesurer la durée du contact, on peut remplacer le condensateur par une résistance connue R : on a alors la formule

$$\frac{\tau}{T} = \frac{R + w}{\frac{R_2 R_3}{R_1} + w} \cdot \qquad (13)$$

Pendant la durée du contact, il passe un courant $v_\infty / (R + w)$: donc, pendant une période, le courant moyen est :

$$\frac{v_\infty}{R + w} \cdot \frac{\tau}{T}; \qquad (14)$$

si, au lieu de la résistance R_1 et de la languette, on a une résistance constante telle que l'équilibre du pont subsiste, celle-ci doit avoir la valeur $R_2 R_3 / R_1$. Les intensités de courant dans toutes les branches restent invariables. Pour le courant dans la branche de mesure, on a la valeur

$$v_\infty \Big/ \left(\frac{R_2 R_3}{R_1} + w\right) \cdot \qquad (15)$$

En égalant les formules 14 et 15, on trouve la formule B.

Dans une mesure faite par l'auteur avec un commutateur tournant, on avait

$R = 100\,000$ ohms ; $R_1 = 100$ ohms ; $R_2 = 1000$ ohms.
$g = 1\,000$ ohms ; $b = 0$.

L'équilibre était atteint pour $R_3 = 1.100$ ohms.

D'après (7), on a assez exactement $w = g + R_1 = 1.100$ ohms, et l'on en tire :

$$\frac{\tau}{T} = \frac{101\,100}{312\,000} = 0{,}3237.$$

Pour $R = 10.000$ ohms, on avait $R_3 = 3.260$ ohms. Dans ce cas, w doit être plus exactement calculé. On trouve $w = 817$ ohms, d'où l'on tire

$$\frac{\tau}{T} \frac{10\,817}{33\,417} = 0{,}3237.$$

Les deux valeurs sont absolument concordantes et montrent la constance de la durée de contact des commutateurs. Ce résultat montre que la méthode indiquée par Heydweiller [1] pour la mesure des coefficients de self-induction, mesure qui repose sur la constance de la durée du contact, est applicable.

E. B.

[1] *L'Eclairage Electrique*, tome XLIII, 27 mai 1905, p. 315.

Appareils de mesure à noyau de fer pour courant alternatif. — **Sumpner.** — *The Electrician*, 2 février 1906.

L'auteur a entrepris la construction d'appareils électromagnétiques exacts pour courant alternatif, dans lesquels l'aimant permanent des appareils à courant continu est remplacé par un électro-aimant. Il a trouvé la possibilité de construire des ampèremètres, voltmètres et wattmètres à noyau de fer tels que leurs échelles puissent être déterminées uniquement par des mesures faites en courant continu et que les indications soient indépendantes de la fréquence et de la forme d'ondes.

Tous ces appareils consistent en une bobine mobile et un inducteur fixe. La bobine mobile se déplace dans un champ aussi puissant et même plus puissant que celui des appareils à aimant permanent, de sorte que cette bobine peut porter peu de tours de fils. On peut placer une forte résistance non inductive en série avec la bobine pour rendre tout à fait négligeables les effets dus à la self-induction ou à l'induction mutuelle. La question d'exactitude repose uniquement sur les propriétés de l'inducteur. Les deux causes d'erreur qui peuvent se produire sont dues à des modifications d'amplitude ou à des modifications de phases : ce sont ces dernières qui présentent le plus d'importance. Il n'est pas forcé qu'une modification introduite par l'inducteur produise une erreur dans les lectures : pour un ampèremètre, par exemple, il n'est pas nécessaire que l'aimantation soit proportionnelle au courant magnétisant. L'essentiel est que l'induction sur une partie donnée de l'entrefer soit toujours la même pour une même intensité de courant. Dans un wattmètre, il est nécessaire que l'induction pour chaque position de la bobine dans l'entrefer soit proportionnelle au courant magnétisant pour toutes les valeurs de ce dernier.

En ce qui concerne les modifications d'amplitude, il y a deux causes qui tendent à modifier la réluctance du circuit : ce sont les courants de Foucault et les variations de perméabilité du fer. L'effet des courants de Foucault aux fréquences ordinaires peut facilement être rendu négligeable par l'emploi de tôles de fer minces, et l'influence de l'entrefer contribue puissamment à maintenir la constance de la réluctance du circuit magnétique. Pour les dimensions ordinaires des appareils, la réluctance d'un entrefer même réduit est considérable en comparaison de celle du trajet suivi par les lignes de force dans le fer, de sorte qu'une modification importante dans la perméabilité de celui-ci n'affecte que très peu la réluctance du circuit total. Mais, en réalité, il ne se produit même pas de forte variation de perméabilité : en effet, il est inutile d'employer une induction élevée : l'induction dans les meilleurs appareils à bobine mobile et à aimant permanent ne dépasse pas 700, et il est inutile d'adopter une valeur plus élevée dans les appareils à courant alternatif. L'induction dans le fer a donc des valeurs très peu élevées pour lesquelles la perméabilité reste constante, et la réluctance du circuit magnétique total ne varie pas d'une façon sensible si l'entrefer est étroit. L'auteur a trouvé toutefois que, si l'entrefer est large, il se produit des effets importants de dispersion magnétique, variables avec l'intensité du courant, et l'induction en un point déterminé de l'entrefer n'est pas suffisamment proportionnelle au flux total dans le fer.

Dans un ampèremètre, aucun de ces effets n'est à redouter, car ils modifient simplement les divisions de l'échelle : on peut employer un petit entrefer, ce qui permet d'obtenir un appareil sensible. Pour un wattmètre, si l'inducteur est excité en série, et si l'entrefer est étroit, les erreurs d'amplitude n'ont pas d'importance, mais les erreurs de phase dues à l'hystérésis rendent l'appareil tout à fait inexact. Il semble impossible de construire des wattmètres à noyau de fer donnant des résultats satisfaisants avec une bobine excitée en série. L'erreur due à l'hystérésis ne peut être éliminée que si l'on emploie de larges entrefers, et il se produit alors des troubles sérieux dus à la dispersion magnétique.

Pour étudier les erreurs de phase, il y a lieu de se reporter aux figures 1, 2, 3 et 4. La première (en haut) indique le montage d'un ampèremètre et la seconde, le montage d'un wattmètre à excitation série. La troisième et la quatrième se rapportent à un volmètre et à un wattmètre excités en shunt. Sur la figure 3, la bobine motrice C est branchée entre les conducteurs principaux par l'intermédiaire d'un condensateur : sur la figure 4, cette bobine mobile fait partie d'un circuit comprenant une résistance élevée R et le secondaire S d'un petit transformateur

dont le primaire P est alimenté par le courant principal : ce transformateur doit posséder un circuit magnétique de réluctance constante. Dans ces deux cas, le courant dans la bobine mobile est en quadrature avec le courant qui lui donne naissance : dans le montage de la figure 3, il est proportionnel à la variation de tension, et dans la figure 4, il est proportionnel à la variation de courant. D'autre part, le flux magnétique F et le voltage de la ligne V doivent être en quadrature, puisque V doit être proportionnel à la variation de F. Le courant dans la bobine mobile est produit par la variation Q de

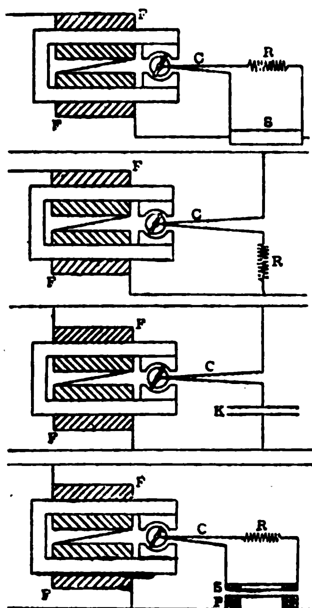


Fig. 1, 2, 3 et 4.

voltage ou de courant (fig. 3 ou 4). Le produit moyen de VQ représente donc ou bien le carré du voltage (fig. 3) ou la puissance en watts (fig. 4). La déviation de l'instrument dépend du produit moyen CF. Or, quelle que soit la fréquence ou la forme d'ondes, la valeur moyenne de VQ est proportionnelle à la valeur moyenne de CF, si les décalages sont exactement de 90°. Donc la déviation de l'aiguille de l'appareil mesure soit les volts, soit les watts si les connexions sont celles représentées sur les figures 3 ou 4. Les petites erreurs de phase peuvent être rendues négligeables en pratique.

Les inducteurs shunt possèdent une propriété tout à fait favorable à la constitution d'appareils de mesure. Leur aimantation est déterminée par le voltage, et les variations de perméabilité du noyau n'altèrent pas le rapport existant entre ces grandeurs. Si, par exemple, la valeur de la tension double, l'aimantation double également, que la perméabilité varie ou reste constante. Ce fait est mathématiquement exact si la résistance de l'enroulement est nulle. Mais, évidemment, la résistance de la bobine présente une certaine valeur, et il se produit une petite modification de phase due à la chute ohmique : l'expérience montre qu'il est possible d'établir des électro-aimants tels que, pour toutes les fréquences ordinaires, la chute ohmique soit négligeable par rapport à la différence de potentiel appliquée.

Les propriétés caractéristiques que possède un inducteur quand il est excité en série ou en shunt présentent un contraste frappant. Avec un inducteur série, la variation du rapport de l'aimantation à l'intensité du courant, ou de la relation de leurs phases, est entièrement due aux propriétés du noyau. Avec un inducteur shunt, toute variation dans le rapport de l'aimantation à la tension ou de la relation de leurs phases, est entièrement due à la résistance de l'enroulement. Avec l'inducteur série, la principale source d'erreurs est le décalage produit par l'hystérésis entre l'aimantation et le courant. Pour les ampèremètres, cela n'a pas d'importance, car une erreur de phase, même considérable, n'introduit pas d'erreur appréciable dans les indications de l'appareil : pour les wattmètres, au contraire, il est absolument indispensable que cette erreur de phase soit nulle, et le seul procédé consiste à employer un large entrefer. Donc, avec un inducteur série, la condition d'exactitude est opposée à la condition de sensibilité. Avec un inducteur shunt au contraire, l'entrefer le plus étroit est le plus sensible et le plus exact, puisque la chute ohmique nécessaire dans les enroulements diminue avec l'entrefer. Pour ces raisons, il y a lieu de construire avec des inducteurs shunt les volmètres et wattmètres. Pour les ampèremètres, on peut employer un inducteur série, même quand l'entrefer est étroit.

Les expériences entreprises par l'auteur ont montré que les erreurs observées concordent exactement avec les erreurs prévues théorique-

ment : elles ont montré également que ces erreurs peuvent être réduites au point d'être entièrement négligeables. Une exactitude considérable peut être facilement obtenue dans les wattmètres, pourvu qu'on emploie, pour leur construction, une quantité suffisante de fer et de cuivre. Si l'on veut faire une construction économique, on voit que le poids d'un wattmètre doit être plus élevé pour les circuits à basse fréquence ou à faible facteur de puissance que pour les circuits à fréquence élevée ou à facteur de puissance voisin de l'unité.

R. R.

Sur l'oscillographe à rayons cathodiques avec champ magnétique. — **Rankin.** — *Physical Review.*

L'effet d'un champ magnétique dont les lignes, de force sont parallèles à la direction de la décharge dans un tube de Crookes réduit la différence de potentiel nécessaire pour maintenir la continuité de la décharge. L'auteur a appliqué ce principe pour établir un tube de Braun-Ryan servant d'oscillographe pour tracer la forme d'ondes des courants alternatifs.

La cathode était constituée par un disque plat en aluminium et l'anode était en même métal. Un diaphragme en aluminium était disposé de telle façon que les rayons cathodiques passaient à travers un petit trou disposé en son centre pour atteindre un écran en mica transparent recouvert de sulfure de calcium.

Les rayons cathodiques étant déviés par un champ magnétique, sans inertie mesurable, il suffit de disposer à la place occupée par le diaphragme un groupe de bobines traversées par du courant alternatif pour obtenir sur l'écran une représentation graphique de la forme d'ondes. Mais, dans cette voie, le Pr Ryan s'est heurté à d'importantes difficultés provenant du fait que, à l'usage, le vide du tube et, par suite, la différence de potentiel aux bornes augmentent rapidement, produisant entre les électrodes une décharge dérivée qui trouble les résultats. Pour éviter cet inconvénient, l'auteur emploie un tube de platine fermé, soudé dans le verre qui, lorsqu'on le chauffe, laisse rentrer des gaz qui diminuent en quelques secondes le degré de vide des tubes.

L'auteur a étudié l'effet exercé par la présence d'un champ magnétique dont les lignes de force sont parallèles à la direction des rayons cathodiques. Ce champ magnétique était produit par la bobine circulaire représentée sur la figure 1. Le tube était alimenté par une machine de Holtz. Un voltmètre Kelvin de 35.000 volts était connecté aux électrodes et la cathode était reliée à la terre. Un millivoltmètre de Weston servait à mesurer l'intensité du courant traversant le tube : celle-ci était égale à 0,35 milliampère. Le courant dans la bobine axiale était mesuré au moyen d'un ampèremètre Weston.

Quand l'intensité du courant dans la bobine variait, le spot subissait des variations de forme et avait tantôt l'apparence d'un cercle de un ou deux millimètres, tantôt l'apparence d'une large tache de 17 cm. de diamètre. Avec les variations de courant, il apparaissait aussi le long des parois du tube des nœuds et des ventres.

L'auteur a tracé la courbe de la chute de voltage produite par le champ parallèle, la bobine axiale de 200 tours étant placée à cinq centimètres du diaphragme du côté de la cathode. Le voltage normal du tube était 17.500 volts. Cette valeur était constante jusqu'à ce que la force magnétomotrice atteignit 500 ampère-tours. Elle tombait ensuite brusquement à 10.000 volts pour une force magnétomotrice voisine de 2.000 ampère-tours, puis augmentait légèrement pour atteindre un minimun correspondant à 3000 ampère-tours et diminuait ensuite jusqu'à 7000 volts, chiffre atteint pour une force magnétomotrice voisine de 6000 ampère-tours.

Quand la bobine était placée juste à l'endroit du diaphragme, on n'observait pas de diminution de la différence de potentiel aux bornes, même avec une force magnétomotrice de 6000 ampère-tours tandis que, dès qu'on déplacait légèrement la bobine, une force magnétomotrice de 2000 ampère-tours suffisait pour abaisser considérablement le voltage.

R. R.

Nouvel électroscope. — **Wilson.** — *Cambridge Philosophical Society*, 31 janvier 1906.

L'auteur a construit un électroscope à feuille d'or à double graduation, qui permet des lectures

entre + 5 et — 5 volts et entre 95 et 105 volts et permet aussi de faire à la fois des lectures à haute et basse tension. La feuille d'or est suspendue à l'intérieur d'une sphère isolée en laiton chargée à un potentiel positif de 50 volts. Quand les feuilles d'or sont reliées à la terre, sa différence de potentiel par rapport à la sphère est de 50 volts et il se produit une déviation. Une faible charge positive provoque une diminution de la déviation, et une faible charge négative provoque une augmentation de la déviation. La feuille d'or a 11 mm. de longueur et 0,2 mm. de largeur : elle donne une déviation de 1 mm. par volt. Cette feuille d'or est chargée par l'intermédiaire d'un condensateur variable qui permet de régler le potentiel. Les indications de l'appareil sont très fixes. La feuille d'or atteint sa position d'équilibre en une faible fraction de seconde, ce qui permet de suivre des variations de potentiel très rapides.

R. R.

Compteur électrolytique. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 18 février 1906.

Cet appareil consiste en un récipient en fer rempli d'une solution de soude, dans laquelle plongent deux électrodes de nickel. Tout le récipient est porté par quatre ressorts et porte sur la partie antérieure une crémaillère qui engrène avec une roue dentée sur l'arbre de laquelle est fixée une aiguille indicatrice. On règle l'appareil pour que l'aiguille soit au zéro. Ensuite, lorsque le courant passe, il se produit par électrolyse une décomposition de l'eau qui allège le poids total du récipient : l'aiguille se déplace alors sous l'effet du mouvement ascensionnel de la crémaillère et indique sur une graduation appropriée, le nombre de kw.-heures consommés. Quand l'aiguille a atteint la position extrême de la graduation, on ajoute de l'eau jusqu'à ce qu'elle soit revenue à la position du zéro.

E. B.

DIVERS

Action magnétique de surfaces planes parcourues par un courant électrique et effets produits sur la boussole par courants circulant dans la coque en fer des bateaux sur la boussole. — **Arldt.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 25 janvier et 1[er] février 1906.

Equation générale. — Soit, d'une façon générale, un élément ds de coordonnées x y z où $x = ds\, b_x$; $y = ds\, b_y$; $z = ds\, b_z$ (figure 1).

Supposons le courant dans cet élément donné en grandeur et en direction par le segment ds $J = i$ avec les composantes

$$i_x = ds\mathrm{A} \quad ; \quad i_y = ds\mathrm{B} \quad ; \quad i_z\, ds\mathrm{C}.$$

L'intensité du champ magnétique $d\mathbf{H}$ produit par ce courant i à l'origine P est donnée par la loi de Biot-Savart, dans laquelle on considérera

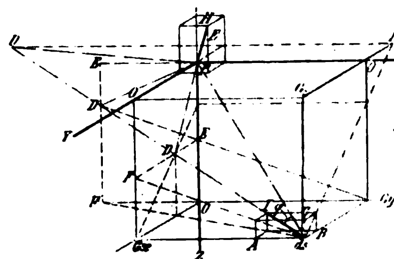


Fig. 1.

toujours dans ce qui suit l'air comme milieu : on a

$$d\mathbf{H} = \frac{i \sin \varphi ds}{r^2} \text{ où } r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} = ds\mathrm{P}, \text{ et où } \varphi$$

est l'angle entre i et r.

La direction de $d\mathbf{H}$ est perpendiculaire au plan passant par la direction du courant dans l'élément ds et l'origine des coordonnées P. Or si une surface parcourue pour du courant répond d'une façon générale à l'équation $\mathrm{F}(xyz) = 0$, et si l'intensité du courant i pour chaque point de cette surface est donnée par l'équation $i = f(x, y, z)$, l'intensité de tout le champ magnétique de la surface parcourue par du courant est, à l'origine :

$$\mathbf{H} = \int\int \frac{i \sin \varphi ds}{r^2} = \int\int \frac{i \sin \gamma}{r^2} \frac{dxdy}{\cos \alpha \cos \beta},$$

α, β et γ désignant les angles de ds ou i avec les composantes i_x, i_y, i_z.

Si l'on désigne par a, b, c les angles de la

direction de **H** avec les axes de coordonnées, et si l'on tient compte de ce que :

$$i_x = i \cos \alpha \quad ; \quad i_y = i \cos \beta \quad ; \quad i_z = i \cos \gamma ,$$

on a, pour les composantes de **H** :

$$\mathbf{H}_x = \int\int \frac{i \sin \varphi \cos a}{r^2} \frac{dxdy}{\cos \alpha \cos \beta}$$

$$\mathbf{H}_y = \int\int \frac{i \sin \varphi \cos b}{r^2} \frac{dxdy}{\cos \alpha \cos \beta}$$

$$\mathbf{H}_z = \int\int \frac{i \sin \varphi \cos c}{r^2} \frac{dxdy}{\cos \alpha \cos \beta} .$$

On calcule $\sin\varphi$ en fonction de x, y, z et de i_x, i_y, i_z de la façon suivante (figure 1)

$$\mathrm{DE} = y - \mathrm{FD} = y - x \frac{i_y}{i_x} ; \quad \mathrm{PE} = z - \mathrm{EO} = z - x \frac{i_z}{i_x}$$

$$\mathrm{PD} = \sqrt{\mathrm{DE}^2 + \mathrm{PE}^2} = \sqrt{\left(y - x\frac{i_y}{i_x}\right)^2 + \left(z - x\frac{i_z}{i_x}\right)^2}$$

$$\mathrm{P}ds = r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} ; \quad \mathrm{D}ds = x \frac{i}{i_x} .$$

Les trois côtés du triangle PD ds sont ainsi connus; on en tire :

$$\cos \varphi = \frac{(x^2 + y^2 + z^2) + x^2 \frac{i^2}{i_x^2} - \left(y - x\frac{i_y}{i_x}\right)^2 - \left(z - z\frac{i_z}{i_x}\right)^2}{2\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}\, x \frac{i_z}{i_x}}$$

$$\sin \varphi = \sqrt{1 - \frac{\left[(x^2 + y^2 + z^2) + x^2 \frac{i^2}{i_x^2} - \left(y - x\frac{i_x}{i_y}\right)^2 - \left(z - x\frac{i_z}{i_x}\right)\right]^2}{4x^2 \frac{i^2}{i_x^2}(x^2 + y^2 + z^2)}}$$

$$\sin \varphi = \sqrt{1 - \frac{\left[(x^2 + y^2 + z^2) + y^2 \frac{i^2}{i_y^2} - \left(x - y\frac{i_x}{i_y}\right)^2 - \left(z - y\frac{i_z}{i_y}\right)^2\right]^2}{4y^2 \frac{i^2}{i_y^2}(x^2 + y^2 + z^2)}}$$

$$\sin \varphi = \sqrt{1 - \frac{\left[(x^2 + y^2 + z^2) + z^2 \frac{i^2}{i_z^2} - \left(x - z\frac{i_x}{i_z}\right)^2 - \left(y - z\frac{i_y}{i_z}\right)^2\right]^2}{4z^2 \frac{i^2}{i_z^2}(x^2 + y^2 + z^2)}} .$$

Si l'on a affaire à une surface plane, on peut toujours choisir le système de coordonnées de telle sorte que le plan soit parallèle à l'un des plans de coordonnées, par exemple le plan XY. On a alors $\gamma = \pi/2$, $i_z = 0$ et $i = f(xy)$: l'équation du plan est $F(xy) = 0$: en outre $z = k$, k étant une constante. L'équation donnant **H** conserve sa forme précédente

$$\mathbf{H} = \int\int \frac{i \sin \varphi}{r^2} \frac{dxdy}{\cos \alpha \cos \beta} \quad \text{où} \quad r = \sqrt{x^2 + y^2 + k^2} .$$

Si l'on tient compte de cette valeur différente de r, les composantes de **H** conservent la forme indiquée précédemment. Au contraire, la valeur de $\sin\varphi$ se simplifie et l'on a :

$$\sin \varphi = \sqrt{1 - \frac{\left[(x^2 + y + k^2) + x^2 \frac{i^2}{i_x^2} - \left(y - x\frac{i_y}{i_x}\right)^2 - k^2\right]^2}{4x^2 \frac{i^2}{i_x^2}(x^2 + y^2 + k^2)}}$$

$$\sin \varphi = \sqrt{1 - \frac{\left[x^2 + y^2 + x^2 \frac{i^2}{i_x^2} - \left(y - x\frac{i_y}{i_x}\right)^2\right]^2}{4x^2 \frac{i^2}{i_x^2}(x^2 + y^2 + k^2)}}$$

De la même façon, la deuxième expression de $\sin\varphi$ se simplifie, tandis que la troisième reste indéterminée, car deux des côtés du triangle correspondant ont des valeurs infinies.

Si l'on admet que la répartition du courant est uniforme, c'est-à-dire que la direction et la densité du courant sont les mêmes en tous les points du plan, on peut, par un choix judicieux des coordonnées, faire en sorte qu'il y ait toujours un axe, par exemple l'axe des X, parallèle à la direction du courant (figure 2). La distance entre le plan et le point P est k et $r = ds$ P. Soit i_0 l'intensité du courant sur l'unité de longueur perpendiculaire à la direction du courant, c'est-

à-dire sur l'unité de longueur parallèle à l'axe des Y, c'est-à-dire, dans ce cas, la densité du courant dans la surface : la fonction $i = f(xy)$ pour le courant devient $i = i_0 y$. En outre, on a $i_y = 0$; $i = i_x$, $a = \pi/2$; $\alpha = \beta = 0$. Par suite, on a :

$$\mathbf{H} = \int\int \frac{i_0 y \sin \varphi}{r^2} dxdy$$

$$\text{et} \quad \mathbf{H}_x = \mathbf{H} \cos \alpha = 0$$

$$\mathbf{H}_y = \int\int \frac{i_0 y \sin \varphi \cos b}{r^2} dxdy$$

$$\mathbf{H}_z = \int\int \frac{i_0 y \sin \varphi \cos c}{r^2} dxdy$$

$$\sin \varphi = \sqrt{1 - \frac{x^2}{r^2}} = \sqrt{\frac{r^2 - x^2}{r^2}} = \sqrt{\frac{y^2 + k^2}{r^2}}.$$

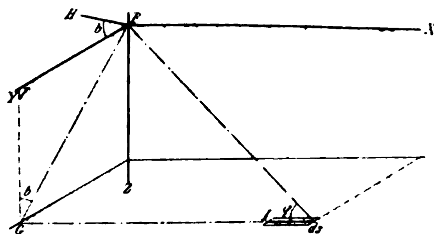


Fig. 2.

Du triangle GPF (figure 2), on tire les égalités :

$$\cos b = \frac{k}{r \sin \varphi} = \frac{k}{\sqrt{y^2 + k^2}}$$

$$\cos c = \cos\left(\frac{\pi}{2} - b\right) = \sin b = \frac{y}{\sqrt{y^2 + k^2}}.$$

On a donc, d'après cela :

$$\mathbf{H}_y = i_0 \int\int \frac{y\sqrt{y^2 + k^2}\, k}{r^2 . r\sqrt{y^2 + k^2}} dxdy = ki_0 \int\int \frac{y}{r^3} dxdy$$

$$\mathbf{H}_z = i_0 \int\int \frac{y\sqrt{y^2 + k^2}\, y}{r^3 \sqrt{y^2 + k^2}} dxdy = i_0 \int\int \frac{y^2}{r^3} dxdy.$$

Si le plan est symétrique des deux côtés d'un plan passant par l'axe des X perpendiculairement au plan du courant, on a $\mathbf{H}_z = 0$, et $\mathbf{H}$ coïncide avec sa composante de courant. Dans ce cas, on a :

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_y = ki_0 \int\int \frac{ydxdy}{(x^2 + y^2 + k^2)^3/_2}.$$

Pour résoudre l'intégrale, posons $y = u$. On a :

$$\int \frac{ydy}{(y^2 + x^2 + k^2)^{\frac{3}{2}}} = \frac{1}{2} \int \frac{du}{[u + (x^2 + k^2)]^{\frac{3}{2}}}$$
$$+ - \frac{1}{(x^2 + y^2 + k^2)^{\frac{1}{2}}} + C$$

$$\text{Par suite } \mathbf{H} = \mathbf{H}_y = ki_0 \int - \frac{dx}{(x^2 + y^2 + k^2)^{\frac{1}{2}}}$$
$$= - ki_0 \log [x + \sqrt{x^2 + y^2 + k^2}] + C$$
$$= k\frac{i}{y} \log (x + \sqrt{x^2 + y^2 + k^2}) + C.$$

Si l'on a un plan limité entre $x = a_1$ et $x = a_2$, et entre $y = b$, et $y = b_2$, on pourrait, en introduisant ces valeurs, former l'intégrale définie. Si, au contraire, le plan est infini dans la direction du courant de part et d'autre,

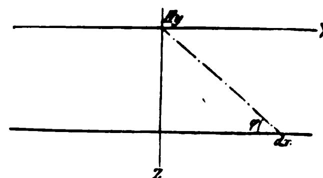


Fig. 3.

on peut employer la méthode donnée plus loin.

Si l'on veut déterminer le champ magnétique pour des conducteurs linéaires, on choisit le système de coordonnées de telle façon que le conducteur soit parallèle à l'axe des X à la distance k, on obtient alors (figure 3) :

$$d\mathbf{H} = d\mathbf{H}_y = i \frac{\sin \varphi \, dx}{r^2}.$$

$$\text{On pose : } r = \frac{k}{\sin \varphi}; \; x = k \cos \varphi; \; dx = - k \frac{d\varphi}{\sin^2 \varphi}$$

$$\text{et l'on obtient : } d\mathbf{H} = i \frac{\sin \varphi d\varphi}{k}$$

$$\mathbf{H} = - i \int \frac{\sin \varphi d\varphi}{k} = \frac{i}{k} \cos \varphi + C.$$

Pour un conducteur infiniment long, les limites sont $\varphi = \pi/2$ et $\varphi = 0$, d'où $\mathbf{H} = 2\, i/k$, mais on peut poser $y = 0$, $r^2 + x^2$ et $\sin y = k$, d'où l'on tire :

$$d\mathbf{H} = i \frac{\sin \varphi \, dx}{k^2 + x^2}$$

$$\mathbf{H} = \int \frac{ik}{(k^2 + x^2)^{\frac{3}{2}}} dx = ik \int \frac{dx}{(k^2 + x^2)^{\frac{3}{2}}}$$

Pour résoudre cette dernière intégrale, on choisit une nouvelle variable $v = \sqrt{k^2 + x^2}/ k^2$ et

l'on a : $\frac{dv}{dx} = \frac{1}{k^2} d[k^2 + x^2]^{\frac{1}{2}} = \frac{x}{k^2 \sqrt{k^2 + x^2}}$

$$\frac{d^2v}{dx^2} = \frac{1}{(k^2 + x^2)^{\frac{3}{2}}}$$

$$\int \frac{dx}{(k^2 + x^2)^{\frac{3}{2}}} = \frac{du}{dx} = \frac{x}{k^2 \sqrt{k^2 + x^2}} + C$$

$$\mathbf{H} = \frac{ikx}{k^2 \sqrt{k^2 + x^2}} + C = \frac{ix}{k \sqrt{k^2 + x^2}} + C.$$

Pour un conducteur infiniment long, on obtient alors

$$\mathbf{H} = 2 \left[\frac{ix}{k \sqrt{k^2 + x^2}} \right]_{x_1 = 0}^{x_2 = +\infty} = \frac{2i}{k}.$$

On peut déterminer le champ magnétique

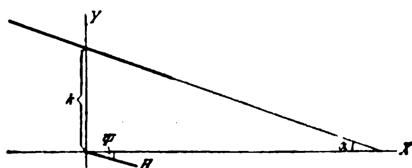


Fig. 4.

pour des surfaces planes traversées par du courant d'après leur intersection avec un plan. L'intersection d'une surface plane perpendiculaire au plan XY a, dans ce plan, l'équation $y = ax + k$. Cette condition peut toujours être remplie par un choix judicieux des coordonnées (figure 4). La densité de courant, c'est-à-dire l'intensité pour l'unité de longueur de la trace du plan est i_0.

La longueur du chemin du courant (perpendiculaire à la trace) est supposée suffisamment grande pour être prise égale à l'infini de part et d'autre. On a alors, d'après ce qui précède :

$$d\mathbf{H} = \frac{2i_0 ds}{\sqrt{x^2 + y^2}} = \frac{2i_0 dx}{\sqrt{x^2 + y^2} \cos \alpha} = \frac{\sqrt{1 + \alpha^2}\, 2i_0 dx}{\sqrt{x^2 + y^2}}.$$

En introduisant la valeur de y dans cette équation, on a :

$$d\mathbf{H} = 2i_0 \sqrt{1 + (ax + k)^2} \frac{dx}{\sqrt{x^2 + (ax + k)^2}}$$

$$\mathbf{H} = 2i_0 \int \frac{dx}{\sqrt{(1 + a^2x)^2 + 2akx + k^2}}$$

$$= 2i_0 \log [ak + (1 + a^2)x + \sqrt{1 + a^2} \sqrt{(1 + a^2)x^2 + 2akx + k^2}] + C.$$

Si le plan du courant est limité perpendiculairement à la direction du courant, on peut toujours choisir les coordonnées de telle façon que $\mathbf{H}$ doive être pris de $x = b$ a $x = +b$. On

a alors : $\mathbf{H} = 2i_0 \log \left[\frac{ak + (1 + a^2)b + \sqrt{1 + a^2} \sqrt{(1 + a^2)b^2 + 2akb + k^2}}{ak - (1 + a^2)b + \sqrt{1 + a^2} \sqrt{(1 + a^2)b^2 - 2akb + k^2}} \right].$

L'intensité de courant totale du courant passant par la surface est alors $2b \sqrt{1 + a^2} i_0$. Pour qu'un conducteur linéaire perpendiculaire au plan XY produise à l'origine des coordonnées la même valeur de $\mathbf{H}$ pour une même intensité de courant $2b \sqrt{1 + a^2} i_0$, il faut que ce conducteur soit à une certaine distance de l'origine, et l'on

a : $\mathbf{H} = \frac{4b \sqrt{1 + a^2} i_0}{u}$,

équation d'où l'on peut tirer u. On peut donc, pour tout courant plan trouver un courant linéaire de même intensité, placé à une certaine distance ou parallèlement à la surface et produisant en un point déterminé le même champ magnétique que le courant superficiel.

(A suivre.) B. L.

SENS. — SOCIÉTÉ NOUVELLE DE L'IMPRIMERIE MIRIAM, 1, RUE DE LA BERTAUCHE

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome XLVII. Samedi 14 Avril 1906. 13ᵉ Année. — N° 15.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques - Mécaniques - Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIAGRAMME RIGOUREUX DU MOTEUR MONOPHASÉ ASYNCHRONE (*fin*) (1)

Nous conserverons dorénavant cette hypothèse qui simplifie la discussion du diagramme; celle-ci pourra facilement être étendue au cas où l'on ne néglige pas la résistance primaire, dont l'influence d'ailleurs ne se fait sentir qu'aux environs du démarrage, pour des vitesses auxquelles le moteur fonctionne le plus souvent en pratique à l'aide du procédé de démarrage, et ne peut par conséquent être étudié à l'aide du diagramme ci-joint.

Dans ces condions, le point A (fig. 1) se confond avec le point O et l'on obtient la figure 2.

L'échelle des courants se détermine facilement en remarquant par exemple qu'à l'échelle des impédances, la longueur OC mesurait la quantité $\sigma\lambda_1\Omega + \frac{1-\sigma}{2}\lambda_1\Omega = \frac{1+\sigma}{2}\lambda_1\Omega$, et que par suite la longueur OB qui mesure l'intensité correspondante, est à l'échelle des ampères, égale à

$$\frac{U_1}{\lambda_1\Omega} \times \frac{2}{1+\sigma} = \frac{2I_0}{1+\sigma}.$$

A cette même échelle que nous emploierons désormais, l'on obtient donc pour les autres grandeurs du diagramme :

$$OC = \frac{U_1}{\sigma\lambda_1\Omega} = \frac{I_0}{\sigma}$$

$$BC = OC - OB = I_0 \frac{1-\sigma}{(1+\sigma)\sigma}$$

$$BD = \frac{BC}{\cos\gamma} = I_0 \frac{\sqrt{m_2^2+1}}{m_2} \times \frac{1-\sigma}{(1+\sigma)\sigma}.$$

(1) Voir *Eclairage Electrique*, tome XLVI, 27 janvier 1906, page 131.

Etude de quelques points remarquables de l'épure

Ainsi qu'on l'a vu plus haut, nous avons été amenés à prendre comme variable un certain angle θ relié à la vitesse angulaire du moteur par l'égalité (4).

L'on remarque immédiatement que l'angle θ est indépendant du signe de la vitesse ω, ce qui pouvait être prévu *à priori* d'après les propriétés connues du moteur asynchrone monophasé ; lorsque ω variera de 0 à $\pm\infty$, tg θ variera ainsi de

$$\frac{\lambda_2^2\Omega^2 - r_2^2}{2\lambda_2\Omega r_2} = \frac{1}{\operatorname{tg} 2\gamma}$$

à $-\infty$, c'est-à-dire que l'angle θ sera compris entre les valeurs $\frac{\pi}{2} - 2\gamma$ et $-\frac{\pi}{2}$.

Pour $\theta = 0$, le point N vient en D, de telle sorte que le segment OM_0 mesure le courant correspondant à ce régime, soit d'après (4) à une vitesse

$$\omega = \Omega\sqrt{1 - \frac{r_2^2}{\lambda_2^2\Omega^2}},$$

vitesse pour laquelle le couple moteur est nul, ainsi que l'ont démontré divers auteurs [1].

Fig. 2.

Laissant provisoirement de côté l'étude de ce point, pour la compléter lors de l'analyse des propriétés mécaniques du moteur, abordons celle des valeurs négatives de θ : pour $\omega = \Omega$ (synchronisme), tg $\theta = \frac{-r_2}{2\lambda_2\Omega} = \frac{-\operatorname{tg}\gamma}{2}$; en pratique comme l'angle γ est très faible, l'on peut admettre que le point N_s est au milieu de l'arc CD. Ce point est d'ailleurs peu intéressant pour un moteur asynchrone monophasé et la marche synchrone ne présente rien de bien spécial.

Lorsque ω tend vers $\pm\infty$, l'angle θ tend vers $-\frac{\pi}{2}$ d'une manière continue, et le point N se confond pour $\omega = \pm\infty$ avec le point B : le courant correspondant est mesuré par OC à l'échelle des ampères, c'est-à-dire est égal à $\frac{I_0}{\sigma}$ comme pour un moteur polyphasé.

Avant de passer à l'étude des points pour lesquels θ est positif, il convient de remarquer que ces points n'existent qu'à la condition, émise plus haut implicitement que $\lambda_2\Omega > r_2$ ou $\gamma < 45°$. Cette condition remplie, la valeur de θ au démarrage est, comme on l'a vu, égale à $\frac{\pi}{2} - 2\gamma$; l'angle NBC est alors égal à $\frac{\pi}{2} - \gamma$, résultat qui pouvait être prévu d'après la théorie du transformateur, immédiatement applicable dans ce cas particulier.

Influence de la résistance secondaire sur l'épure

Cette influence est facile à étudier si l'on remarque que les longueurs OB, OC ont été trouvées indépendantes de r_2 : lorsque l'on fait varier cette dernière, le lieu de l'extrémité D

(1) C'est donc la vraie vitesse à vide du moteur, et elle ne se confond avec le synchronisme que si r_2 est très petit.

du diamètre BD est donc la droite CD perpendiculaire à OC et l'on peut énoncer la proposition suivante :

Le diamètre du cercle est d'autant plus grand que la résistance r_2 est elle-même plus grande.

C'est là une des propriétés très caractéristiques du moteur monophasé asynchrone.

A mesure que l'extrémité D se déplace sur CD, le point M_0 se déplace sur un cercle décrit sur le segment fixe OB comme diamètre, l'angle OM_0B demeurant droit.

L'on voit ainsi que le courant à vide $I_{10} = OM_0$ décroit au fur et à mesure que la résistance secondaire r_2 augmente. Cette construction n'est toutefois valable que pour des valeurs de r_2 plus petites que $\lambda_2\Omega$; en effet, il ne faut oublier que le régime $\omega = 0$ n'a lieu qu'autant que la résistance secondaire est inférieure à cette valeur limite $\lambda_2\Omega$.

La résistance r_2 a encore une grande influence sur le couple et la puissance utile.

Pour étudier cette influence, il est très commode d'introduire l'angle θ dans les formules qui deviennent alors fort simples et analogues à celles des moteurs monophasés.

Comme préliminaire à cette étude nous allons chercher une mesure graphique de la vitesse angulaire ω (1).

Mesure de la vitesse angulaire. — Si l'on considère les triangles semblables OMM_0, OND, l'on peut écrire

$$MM_0 = MO \times \frac{DN}{OD}$$
$$= I_1 \times \frac{BD}{OD} \sin\theta.$$

De même les triangles semblables OMC, OBN donnent

$$MC = MO \times \frac{BN}{OB}$$
$$= I_1 \times \frac{BD}{OB} \cos\theta.$$

L'on en conclut

$$\frac{MM_0}{MC} = \frac{OB}{OD} \operatorname{tg}\theta = \xi.$$

Le rapport $\frac{OB}{OD}$ étant mesuré une fois pour toutes, l'on pourra donc, pour chaque régime M, connaître la valeur correspondante de $\operatorname{tg}\theta$, c'est-à-dire de ω, d'après la formule établie plus haut

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{\left(1 - \frac{\omega^2}{\Omega^2}\right) m_2^2 - 1}{2m_2}.$$

Ce procédé de mesure est un peu moins commode que celui employé pour les moteurs polyphasés; avec ce dernier, en effet, l'on obtient directement, par un rapport de deux longueurs analogues à MM_0 et MC, une quantité *proportionnelle* au glissement. Dans le cas présent, la relation entre ξ et ω n'est pas linéaire; néanmoins, le procédé est suffisamment commode en pratique, surtout si l'on a soin de dresser un tableau donnant $\operatorname{tg}\theta$ pour les valeurs usuelles de $\frac{\omega}{\Omega}$ et de m_2. D'ailleurs, pour de fortes valeurs de m_2 et de faibles glissements, l'on peut négliger le second terme du numérateur et remplacer $\Omega + \omega$ par 2Ω, de telle sorte que la valeur de $\operatorname{tg}\theta$ devient égale à $\frac{\Omega - \omega}{\Omega} \times m_2$ comme pour un moteur polyphasé. Enfin, il

(1) On pourrait mesurer cette vitesse au moyen de l'angle θ, évalué directement sur l'épure, mais cette méthode est incommode et peu précise lorsque ω a une valeur faible, l'angle θ étant alors très voisin $\frac{\pi}{2}$.

serait possible de trouver une mesure graphique directe de la vitesse (par exemple en utilisant la construction donnée à propos de l'étude du moteur shunt monophasé Latour, *Eclairage Electrique*, 12 mars 1905, page 344), mais l'avantage obtenu serait ici trop faible pour justifier une complication.

Formules canoniques du couple et de la puissance utile

Le couple C a, comme on le sait, l'expression bien connue [1] :

$$C = \frac{M^2 I_1^2}{2}\left[\frac{r_2(\Omega-\omega)}{r_2^2+\lambda_2^2(\Omega-\omega)^2} - \frac{r_2(\Omega+\omega)}{r_2^2+\lambda_2^2(\Omega+\omega)^2}\right]$$

qui exprime que ce couple est la différence des couples exercés sur le rotor par chacun des champs tournants.

En réduisant les deux fractions au même dénominateur et simplifiant, l'on obtient :

$$C = \frac{(1-\sigma)\lambda_1 I_1^2}{2} \times \frac{2\omega\lambda_2 r_2[\lambda_2^2(\Omega^2-\omega^2)-r_2^2]}{r_2^4+2r_2^2(\Omega^2+\omega^2)\lambda_2^2+(\Omega^2-\omega^2)^2\lambda_2^4}.$$

Si l'on ajoute et retranche au dénominateur la quantité $2\lambda_2^2\Omega^2 r_2^2$, il vient :

$$C = \frac{(1-\sigma)\lambda_1 I_1^2}{2} \times \frac{2\omega\lambda_2 r_2[\lambda_2^2(\Omega^2-\omega^2)-r_2^2]}{(r_2^2-\lambda_2^2(\Omega^2-\omega^2))^2+4r_2^2\lambda_2^2\Omega^2}$$

ou finalement en divisant les deux termes par $4r_2^2\lambda_2^2\Omega$

$$C = \frac{(1-\sigma)\lambda_1 I_1^2}{2} \times \frac{\frac{\omega}{\Omega}\operatorname{tg}\theta}{1+\operatorname{tg}^2\theta}$$

$$= \frac{(1-\sigma)\lambda_1 I_1^2}{2} \times \frac{\omega}{\Omega}\sin\theta\cos\theta.$$

Telle est la forme la plus simple de l'expression du couple d'un moteur monophasé asynchrone; l'on peut remarquer qu'elle ne diffère de celle bien connue des moteurs polyphasés que par la valeur de θ en fonction de la vitesse et par l'intervention du facteur $\frac{\omega}{\Omega}$.

La puissance utile correspondante est ainsi

$$P = \frac{(1-\sigma)}{2}\lambda_1 I_1^2 \times \frac{\omega^2}{\Omega} \times \sin\theta\cos\theta. \qquad (9)$$

Mesure graphique de la puissance utile

Il est facile de trouver une mesure graphique directe de cette puissance utile; pour cela, remplaçons dans la formule (9) ω^2 par sa valeur en fonction de l'angle θ; il vient :

$$P = \frac{1-\sigma}{2}\lambda_1\Omega I_1^2 \times \frac{m_2^2-1}{m_2^2}\sin\theta\cos\theta - (1-\sigma)\lambda_1\Omega I_1^2 \times \frac{1}{m_2} \times \sin^2\theta. \qquad (10)$$

Or, d'après les équations (7) et (8) [2] (avec l'hypothèse $r_1 = 0$), l'on a :

$$\left.\begin{aligned} U_1\cos\varphi &= \frac{(1-\sigma)}{2m_2}\lambda_1\Omega I_1(\cos^2\theta + m_2\sin\theta\cos\theta) \\ U_1\sin\varphi &= \sigma\lambda_1\Omega I_1 + \frac{1-\sigma}{2m_2}\lambda_1\Omega I_1(m_2\cos^2\theta - \sin\theta\cos\theta) \end{aligned}\right\}. \qquad (11)$$

Ces égalités, multipliées par I_1, permettent immédiatement d'exprimer les termes en

(1) Voir les divers articles signalés plus haut.

(2) Voir *l'Eclairage Electrique* du 27 janvier 1906, page 135.

$I_1^2 \sin\theta\cos\theta$ et $I^2 \sin_1^2\theta$ de la formule (10) en fonction linéaire de $I_1 \sin\varphi = x$ et $I_1 \cos\varphi = y$.

En les résolvant, on obtient :

$$\frac{(1-\sigma)}{2}\lambda_1\Omega I_1^2 \sin\theta\cos\theta = \frac{m_2}{m_2^2+1}\left[U_1 y m_2 - U_1 x - \sigma\lambda_1\Omega I_1^2\right]$$

$$(1-\sigma)\lambda_1\Omega I_1^2 \sin^2\theta = (1-\sigma)\lambda_1\Omega I_1^2 - \frac{2m_2}{m_2^2+1}\left[U_1 y + U_1 x m_2 - \sigma\lambda_1\Omega I_1^2 m_2\right].$$

La substitution de ces valeurs dans (10) donne

$$\frac{P}{U_1} = y + \frac{x}{m_2} - \frac{I_1^2}{I_0 m_2}. \qquad (12)$$

Le rapport $\frac{P}{U_1}$ est le *courant watté utile;* d'autre part, l'ordonnée y mesure sur le diagramme le courant watté total, et l'on a la relation :

$$I_1^2 = \overline{OM}^2 = x^2 + y^2 = \mathfrak{A} + \overline{DC}y + \left(\overline{OB} + \frac{\overline{BC}}{2}\right)x$$

ou $\mathfrak{A}$ est une constante, et qui exprime que le lieu géométrique du point M est un cercle.

L'égalité (12) prend donc la forme définitive

$$\frac{P}{U_1}\left(\frac{I_0 m_2}{I_0 m_2 - \overline{DC}}\right) = y - \frac{1}{I_0 m_2 - \overline{DC}}\left[\mathfrak{A} + \left(\overline{OB} + \frac{\overline{BC}}{2} - I_0\right)x\right].$$

Le second terme du deuxième membre étant du premier degré en x peut être représenté par l'ordonnée d'une droite tracée une fois pour toutes; en d'autres termes, la quantité $\frac{P}{U_1}\left(\frac{I_0 m_2}{I_0 m_2 - \overline{DC}}\right)$ est mesurée directement à l'échelle des ampères par un segment compté sur l'ordonnée y et compris entre le cercle fondamental et une droite fixe [1]. Cette droite est d'ailleurs entièrement déterminée si l'on remarque que la puissance utile est nulle au point M correspondant au démarrage et au point M_0, c'est-à-dire que la droite passe par ces deux points.

En diminuant les segments ainsi obtenus suivant le rapport constant connu $\frac{I_0 m_2 - \overline{DC}}{I_0 m_2}$, soit algébriquement, soit graphiquement, l'on obtiendra finalement le courant watté utile $\frac{P}{U_1}$.

En pratique, ce rapport est toujours très voisin de l'unité, à cause de la très grande valeur de m_2 (50 par exemple).

Conclusions

D'après la courte étude qui précède et dont certains points restent encore à développer, l'on peut conclure que la théorie rigoureuse du moteur monophasé asynchrone peut être établie géométriquement par un diagramme circulaire analogue à celui des moteurs polyphasés, mais dans lequel la résistance ohmique du rotor joue un rôle plus complexe.

En se basant sur ce diagramme, il serait peut-être intéressant d'établir une méthode d'essai plus exacte que celle actuellement en usage.

J. BETHENOD.

[1] Cette droite n'a pas été figurée sur l'épure 2, car la valeur exagérée de l'angle γ assigne au point M pour le démarrage une position voisine de M_0, et rendrait peu clair par suite le tracé complet de l'épure dans ce cas exceptionnel.

LES VITESSES CRITIQUES DES ARBRES

ANIMÉS DE GRANDES VITESSES ANGULAIRES

Théoriquement, l'amplitude d'un mouvement oscillant croit au delà de toute limite quand la période de la force alternative qui entretient le mouvement devient égale à la période de l'accélération propre du système oscillant ; c'est-à-dire quand il y a *résonance* entre la force d'inertie et la force extérieure appliquée au système. Cet état particulier du corps vibrant est d'autant mieux marqué, que les résistances qui s'opposent au mouvement oscillant sont moindres et que l'inertie ou l'énergie emmagasinée dans l'ensemble oscillant est plus importante.

En acoustique et en électricité, les effets dûs à la résonance sont connus depuis longtemps. Les grandes vitesses de rotation des arbres destinés aux turbines à vapeur ont permis de constater les effets de résonance dans un tout autre domaine : celui de la construction des machines à très grand nombre de tours.

Si nous faisons tourner un arbre donné, de plus en plus vite, nous verrons que pour certaines vitesses bien déterminées, l'arbre commence à fouetter, passe par une période de troubles maximum, et se centre à nouveau dès que ces vitesses particulières, appelées les *vitesses critiques* sont dépassées. Ces perturbations ont lieu chaque fois que la durée de l'une des oscillations propres de l'arbre se trouve être égale à la durée d'une révolution de ce dernier et que l'accélération de ses mouvements oscillants est renforcée à chaque tour que fait l'arbre. Pour bien se rendre compte du phénomène qui nous occupe, envisageons une fibre quelconque de l'arbre tournant, supposé horizontal. Sous l'influence de son propre poids ou de celui-ci augmenté du poids des disques entraînés, l'arbre prendra une certaine flèche et la fibre particulière dont il est question, en tournant autour de l'axe déformé de l'arbre, passera à chaque tour successivement par une plus grande et une plus petite longueur. Ces dilatations et compressions alternatives de la fibre nécessitent un certain temps pour s'opérer. La moyenne de ces laps de temps pour l'ensemble des fibres qui constituent l'arbre sera précisément égale à la période des vibrations transversales propres à l'arbre ou à l'ensemble tournant. Dans ce qui suit, cet ensemble ne devra cependant exercer aucun moment de redressement sur l'arbre c'est-à-dire ne solliciter aucune réaction dans ses paliers.

Si l'arbre est d'un profil simple et si le poids des disques tournants est uniformément réparti sur toute sa longueur, il est aisé de calculer la période de la vibration transversale correspondante à une longueur donnée de l'arbre. En effet : Désignons par $+x$ l'allongement de la fibre envisagée; la force qui produit cette déformation — au-dessous de la limite d'élasticité de la fibre — sera proportionnelle à x, m étant la masse de la fibre, et le théorème de d'Alembert donne entre le temps t et x la relation :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + ax = 0,$$

d'où

$$x = \sin \sqrt{\frac{a}{m}}\, t.$$

Pour l'ensemble des fibres qui constituent l'arbre, cette équation sera encore valable si

nous désignons par T et X la moyenne de toutes les valeurs t et x correspondantes à chaque fibre et par M la masse de la partie tournante, donc

$$X = \sin \sqrt{\frac{a}{M}}\, T.$$

Pour $T = 0$, X égale zéro, et reprend cette même valeur pour

$$\sqrt{\frac{a}{M}}\, T = 2\pi,$$

d'où la durée d'une oscillation transversale complète :

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{a}{M}}$$

ou bien le nombre correspondant d'oscillations par seconde :

$$n_1 = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{a}{M}}$$

ou encore :

$$n = \frac{30}{\pi} \sqrt{\frac{a}{M}} \text{ par minute.}$$

Quand le nombre de tours de l'arbre par minute sera égal à n, l'action du poids de la partie tournante sur chaque fibre et la vibration dûe à l'élasticité de chacune d'elles seront en phase, comme disent les électriciens, c'est-à-dire il y aura résonance entre la cause du mouvement vibratoire et cette vibration elle-même. Par conséquent, si ce nombre de tours critique était maintenu et si aucun guidage ne limitait la plus grande déformation possible de l'arbre, celui-ci immanquablement finirait par se rompre. Il est donc indispensable de dépasser très rapidement ces vitesses critiques et de prévoir des bagues fixes pour limiter la flèche de l'arbre au moment de sa déformation.

Une question se pose à ce sujet : Comment se fait-il que cet arbre égaré retrouve son centre après l'avoir abandonné ?

L'une des raisons est facile à saisir : c'est que le nombre de tours ne reste pas constant et qu'au lieu de résonance il s'établit une interférence de plus en plus accentuée entre les impulsions extérieures que subit l'arbre et la façon dont il réagit grâce à son élasticité. Ceci est l'une des raisons ; mais il y en a une autre : Il semble bien à première vue que plus le centre de gravité du système tournant, de masse M, s'éloigne de l'axe, plus sa force centrifuge $M \omega^2 r$ augmente, et plus il devrait s'en éloigner. Mais en réalité, il n'en est pas ainsi : La distance r de ce centre de gravité à l'axe, ne peut augmenter sans que la vitesse angulaire ω diminue et cela de manière que la force centrifuge elle-même diminue. En effet, les couples moteur et résistant qui agissent sur le système tournant s'équilibrent et ce système peut être considéré comme isolé, c'est-à-dire la force vive $\frac{Mu^2}{2}$ accumulée en son centre de gravité comme invariable. La vitesse u du centre de gravité reste donc constante et la force centrifuge qui lui est appliquée $\frac{Mu^2}{r}$ diminue quand r augmente. Or elle ne peut diminuer, pendant l'intervalle de temps très court que nous envisageons, que si ω diminue pendant ce même intervalle et nous voyons que la force centrifuge qui nous inquiétait tend précisément à détruire le phénomène de résonance et permet à l'arbre déformé, grâce à sa réaction élastique, de se recentrer [1].

(1) Pour s'assurer que l'équilibre en question est bien un équilibre stable et pour trouver les conditions qu'exige cette stabilité, la méthode rigoureuse à suivre serait la suivante : Etudier le mouvement du centre de gravité en ajoutant aux coordonnées de celui-ci des fonctions très petites du temps et examiner si, et sous quelles conditions, les variations en fonction du temps, qu'on a fait subir aux coordonnées du centre de gravité, conservent, pendant toute la durée du mouvement des valeurs très petites. Ce problème a été traité par M. le Professeur Stodola dans son ouvrage : *Les Turbines à vapeur.*

Le nombre de tours critique par minute $n = \frac{30}{\pi}\sqrt{\frac{a}{M}}$ peut encore se mettre sous une autre forme plus commode pour le calcul.

Sous l'influence du poids de la partie tournante l'arbre prend, au repos, une certaine flèche f au point d'application de la résultante de toutes les charges et réagit avec une force $P = af$ égale et directement opposée à la résultante P du poids de l'ensemble. Ce poids est en outre égal à Mg. En remplaçant a et M par $\frac{P}{f}$ et $\frac{P}{g}$ on a : $N = \frac{30}{\pi}\sqrt{\frac{g}{f}}$

ou bien n étant exprimé en tours par minute, f et g en mm.

$$n^2 f = 945^2.$$

De cette façon le calcul du nombre de tours critique d'un arbre est ramené au calcul d'une flèche de la ligne élastique de cet arbre au repos.

Si par exemple	$f = 1$ mm	on aura	$n = 945$
	$= 0.1$ mm	—	$= 3000$
	$= 0.01$ mm	—	$= 9450$

Nous voyons qu'une vitesse de rotation n étant donnée, on peut ou bien faire l'arbre assez rigide pour rester au dessous de ses vitesses critiques et n'avoir pas à s'en préoccuper; ou bien faire l'arbre très flexible et dépasser cette première vitesse critique, la plus dangereuse, autant que possible. En un mot faire en sorte que la vitesse de régime de l'arbre et ses vitesses critiques soient suffisamment éloignées les unes des autres.

Jusqu'ici nous n'avons pas fait ressortir qu'un arbre tournant de plus en plus vite rencontrera non pas une vitesse critique unique, mais toute une série illimitée, chacune d'elles étant moins marquée que la précédente, et de plus en plus espacées les unes des autres. Nous pouvons sous ce rapport comparer notre arbre à une corde tendue d'un instrument de musique. Celle-ci en vibrant donne non seulement le son principal, mais toujours celui-ci accompagné de ses harmoniques supérieures. Une oreille exercée peut parfaitement bien les distinguer, du moins les premières. La corde doit donc faire simultanément plusieurs espèces de vibrations de périodes et d'amplitudes différentes. Il en est de même pour notre arbre et chaque fois que la durée d'une révolution de celui-ci devient égale à la période de l'une de ces vibrations il y a résonance et vitesse critique.

Si nous avons affaire à un arbre flexible, il sera bon de rechercher toutes ses vitesses critiques pour ne pas tomber dans l'une d'elles et être certain qu'en régime normal l'arbre ne vibrera pas trop. Pour cela il faut établir l'équation générale de toutes les lignes élastiques possibles. Cette équation est facile à trouver pour un arbre de diamètre constant et chargé en chaque point par une force ay proportionnelle à sa déformation où y égale à la réaction élastique de l'arbre en ce point. Pour trouver une relation entre l'ordonnée y et la force ay, nous pouvons dire :

La dérivée	de la ligne élastique	y'	au point x,	c'est	la tangente à cette ligne en ce point	
»	de la tg. »	y''	»	fois $\mathcal{J}\mathcal{E}$ (1)	le moment fléchissant	»
»	du moment »	y'''	»	»	l'effort tranchant	»
»	de l'effort tranchant	y''''	»	»	la charge spécifique	»

La charge spécifique, ou la charge par unité de longueur de l'arbre étant égale à ay, l'équation différentielle de toutes les lignes élastiques possibles sera :

$$y'''' = \frac{a}{\mathcal{J}\mathcal{E}} y;$$

(1) $\mathcal{J}$ = Moment d'inertie de l'arbre, $\mathcal{E}$ = Son module d'élasticité.

son intégrale générale est la somme de quatre intégrales particulières et peut s'écrire :

$$y = Ae^{hx} + A'e^{-hx} + B\cos hx + B'\sin hx.$$

où $h = \sqrt[4]{\frac{a}{J\mathcal{E}}}$ et AA',BB' sont des constantes données par la valeur que prennent les quatre dérivées de cette équation aux extrémités de l'arbre, c'est-à-dire dépendent des conditions particulières du montage de celui-ci et sont à déterminer pour chaque cas spécial. Nous nous bornerons à examiner les deux cas suivants :

1° Arbre de longueur l encastré à l'une de ses extrémités. Pour celui-ci, les quatre équations en AA' BB' sont :

$$\begin{matrix} x=0 & x=0 & x=l & x=l \\ y=0 & y'=0 & y''=0 & y'''=0 \end{matrix}$$

ou bien en les écrivant explicitement :

$$\begin{aligned} 0 &= A + A' + B + 0 \\ 0 &= A - A' + 0 + B' \\ 0 &= e^{hl}A + e^{-hl}A' - \cos hl B - \sin hl B' \\ 0 &= e^{hl}A - e^{-hl}A' + \sin hl B - \cos hl B'. \end{aligned}$$

Théoriquement y devient infini pour chaque vitesse critique; celles-ci auront donc lieu chaque fois que l'un quelconque des coefficients AA' BB' devient infini, c'est-à-dire chaque fois que le déterminant :

$$\begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 1 \\ e^{hl} & e^{-hl} & -\cos hl & -\sin hl \\ e^{hl} & -e^{-hl} & \sin hl & -\cos hl \end{vmatrix} = -2\cos hl\,(e^{hl} + e^{-hl}) - 2e^{hl}e^{-hl} - 2 = -2\left\{\cos hl\,(e^{hl} + e^{-hl}) + 2\right\}$$

s'annule. Or les racines de l'équation : $\cos hl\,(e^{hl} + e^{-hl}) = -2$ sont faciles à trouver (¹) ce sont :

$$hl = {}^{1.19}/_2\,\pi \quad {}^3/_2\,\pi \quad {}^5/_2\,\pi \quad {}^7/_2\,\pi \quad \ldots\ldots$$

2° Arbre de longueur $2l$ encastré à chaque extrémité. Ses équations de condition en AA'BB' seront :

$$\begin{matrix} x=l & x=l & x=0 & x=0 \\ y=0 & y'=0 & y=0 & y''=0 \end{matrix} \quad \text{ou bien} \quad \begin{matrix} x=l & x=l & x=0 & x=0 \\ y=0 & y'=0 & y'=0 & y'''=0 \end{matrix}$$

suivant qu'au milieu de l'arbre nous aurons un nœud ou un ventre de vibrations.

Les deux équations $y = y'' = 0$ pour $x = 0$ exigent que $B = 0$

« « « $y' = y''' = 0$ « « $B' = 0$

et il y aura résonance chaque fois que l'un des déterminants :

$$\begin{vmatrix} e^{hl} & e^{-hl} & \sin hl \\ e^{hl} & -e^{-hl} & \cos hl \\ 1 & 1 & 0 \end{vmatrix} = \sin hl\,(e^{hl} + e^{-hl}) - \cos hl\,(e^{hl} - e^{-hl})$$

ou bien

$$\begin{vmatrix} e^{hl} & e^{-hl} & \cos hl \\ e^{hl} & -e^{-hl} & -\sin hl \\ 1 & -1 & 0 \end{vmatrix} = -\sin hl\,(e^{hl} + e^{-hl}) + \cos hl\,(e^{hl} - e^{-hl})$$

s'annulera.

Les racines de l'équation double $\operatorname{tg} hl = \pm \frac{e^{hl} - e^{-hl}}{e^{hl} + e^{-hl}}$ sont (¹)

$$hl = \frac{3}{4}\pi \;,\; \frac{5}{4}\pi \;,\; \frac{7}{4}\pi \;,\; \frac{9}{4}\pi \quad \ldots\ldots$$

(¹) On se servira avec avantage pour cela des tables des cos. et tang. hyperboliques.

**

Connaissant les valeurs de hl, il est facile d'en déduire les nombres de tours critiques correspondants puisque $H = \sqrt{\frac{a}{\mathcal{JE}}}$ où a est le rapport entre la force appliquée et la déformation qu'elle produit :

$$a = \frac{mg}{f} = \frac{mg}{945^2} n^2 = \frac{m}{91.2} n^2$$

donc

$$n = \sqrt{91.2 \frac{\mathcal{JE}}{m} h^2} = 9.55 (hl)^2 \sqrt{\frac{\mathcal{JE}}{Ml^3}}.$$

Pour notre premier cas : la première vitesse critique sera

$$n_1 = 33.35 \sqrt{\frac{\mathcal{JE}}{Ml^3}}$$

et les suivantes : 6.35, 17.6, 34.6..... fois plus grandes.

Dans le deuxième cas : la première vitesse critique sera :

$$n_1 = 53 \sqrt{\frac{\mathcal{JE}}{Ml^3}}$$

et les suivantes : 2.8, 5.4, 9........ fois plus grandes.

***

En faisant, il y a deux ans, des essais sur un élément d'un ventilateur-compresseur polycellulaire à très grande vitesse (fig. 1) j'ai eu l'occasion de comparer les vitesses critiques observées avec celles que donne la théorie.

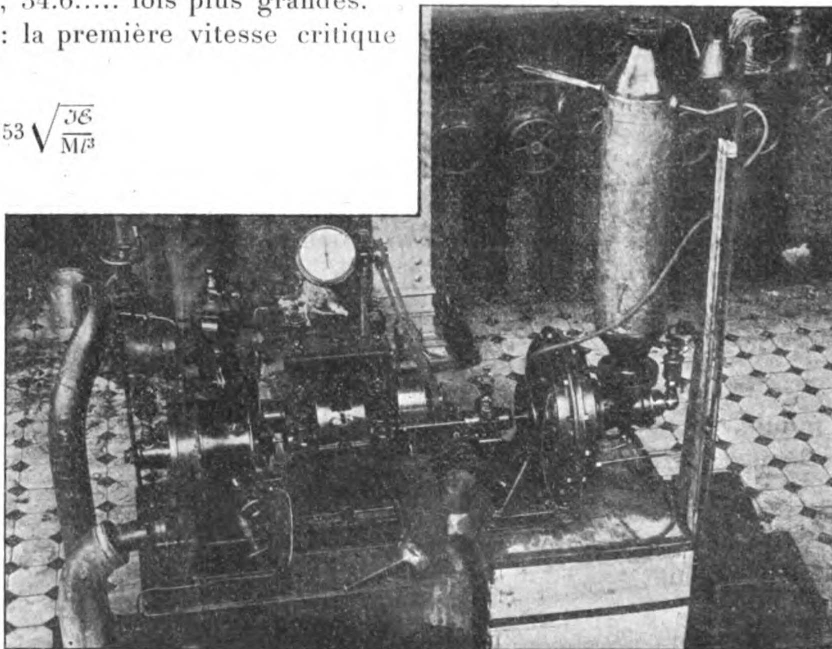


Fig. 1. — Ventilateur-Compresseur multicellulaire.

L'arbre du compresseur, en acier au nikel était rigidement accouplé avec l'arbre à grande vitesse d'une turbine de Laval. Les dimensions et les poids de cet ensemble sont donnés par la fig. 2. Pour chaque disque il y avait deux bagues de guidage fixées dans le bâti en fonte. L'arbre secondaire de la turbine servait uniquement à entraîner le tachymetre.

Pour simplifier les calculs, j'ai admis que l'arbre était rigide entre les paliers B et C, c'est-à-dire que les vitesses critiques de la partie de droite AB de l'arbre, n'avaient aucun effet sur celles de gauche CE et réciproquement. L'arbre CE du compresseur, et nous nous occuperons seulement de celui-ci, repose donc sur trois paliers C, D, E en ligne droite ; en BC la tangente à la ligne élastique coïncide avec l'axe, en D et E il y a seulement réaction verticale, sans moment de flexion, ces paliers étant à rotule. Nous avions donc à résoudre un système de quatre équations à quatre inconnues pour trouver qu'en E la réaction verticale était de 4,62 kgr. et sous la charge du disque, la flèche de la ligne élastique 0.70 mm. On en déduit le nombre de tours critique

$$n = 945 \sqrt{\frac{1}{0.7}} = 1130.$$

L'arbre CE (fig. 2) commençait à fouetter vers 1150 tours par minute, à 1200 tours présentait un maximum d'instabilité et au délà de 1250 tours fonctionnait d'une façon irréprochable. Les vitesses critiques d'ordre supérieur étaient très peu marquées, pour 3800, 8300..... tours la machine vibrait sensiblement plus qu'à l'ordinaire ; ceci s'explique en faisant remarquer que le moment d'inertie assez considérable du disque s'opposait aux déformations de l'arbre et amortissait l'effet de ses vitesses critiques. A 1130 tours le moment de redressement de l'arbre, dû à l'inertie du disque, était de 15,8 kgr. cm. ; en tenant compte de celui-ci et des approximations faites en admettant C, D, E rigoureusement en ligne droite et l'arbre encastré en C, on trouve que la vitesse calculée de 1.130 tours, se rapproche assez bien de la réalité.

En remplaçant ce disque de 13 kgr. par un autre de 6,9 kgr., la première vitesse critique passait de 1.200 à 1.600 tours conformément à la valeur approchée du rapport :

$$\sqrt{\frac{63}{1.9}} = 1.37.$$

La roue du compresseur étant supprimée, nous avons relevé 10.200 tours par minute comme nombre de tours critique de l'arbre D E. En admettant celui-ci encastré en D et E et son diamètre égal à 1 cm. sur toute sa longueur, on trouve, avec

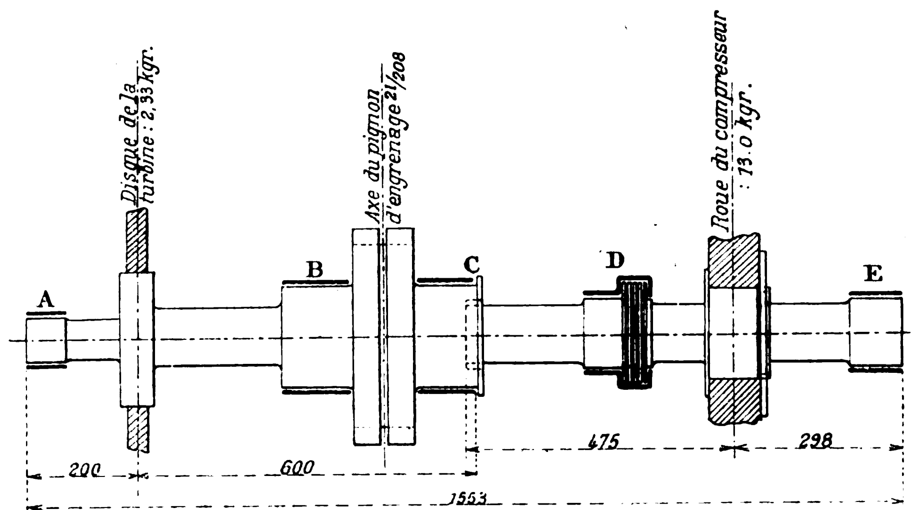


Fig. 2 ([1]).

Echelle des longueurs	1/10.
— diamètres	1/1.
Poids de l'arbre et du disque de la turbine	4.05 kgr.
Poids de l'arbre et de la roue du compresseur	13.48 kgr.
Poids total de l'ensemble tournant	17.53 kgr.

$2M = \frac{0.300}{181}$ et $2l = 45.5$, 13.000 36.400..... comme vitesses critiques théoriques.

En dernier lieu nous avons retiré non seulement la roue du compresseur, mais encore le palier E. L'arbre en porte à faux D E étant supposé encastré en D et d'un diamètre constant de 1 cm. on aura avec $M \frac{0.32}{981}$ et $l = 50$ comme vitesses critiques :

Théoriques	1.730	11.000	30.500
Observées	1.500	8.600	23.800

Si nous nous rappelons les différentes approximations que nous nous sommes permis de faire en cours de route, nous reconnaîtrons que la réalité concorde assez bien avec la théorie.

ALFRED BARBEZAT.

(1) Toutes les dimensions de cette figure ont été diminuées dans le rapport 116.4/155.3.

L'USINE HYDROELECTRIQUE DU PLAN DU VAR

L'utilisation des forces hydrauliques qui existent abondamment dans le sud-est de la France se développe de plus en plus, et, tour à tour, tous les cours d'eaux qui descendent des Alpes ou de leurs ramifications deviennent l'objet d'installations hydrauliques; c'est ainsi que, dans ces derniers temps, les regards d'un certain nombre d'ingénieurs se sont tournés vers le lit du Var, fleuve d'un caractère torrentueux, qui présente sur toute la longueur de son parcours une pente considérable et permettrait, si toute l'énergie hydraulique encore disponible était utilisée, d'obtenir en différentes usines une puissance d'environ trente mille chevaux.

La Société de l'énergie électrique du littoral méditerranéen s'est assurée, dès 1903, sur le cours du Var une position avantageuse qui lui permet d'utiliser une puissance d'environ 2.500 chevaux. Cette usine hydro-électrique, que montre la figure 1, est alimentée par l'eau prise à quelques kilomètres en amont et présentant une hauteur de chute de 25 à 27 mètres.

L'usine comprend trois groupes électrogènes de 600 kilowatts constitués chacun par une turbine double Francis à arbre horizontal de 900 chevaux entraînant directement un alternateur triphasé. La turbine, prévue pour une hauteur de chute de 25 mètres et pour une hauteur d'aspiration de 6 m 75 entre le niveau du sol de la salle des machines et le niveau de l'eau dans le canal de fuite, développe une puissance normale de 900 chevaux à la vitesse de rotation de 375 tours par minute. Elle se compose d'une chambre d'eau en spirale, d'une double roue motrice, d'un distributeur double à aubes mobiles et de deux couvercles de chambre d'eau dont l'un forme presse-étoupes. Les aubes des distributeurs sont en fonte d'acier et sont munies de douilles en bronze réduisant au minimum l'usure produite par les impuretés des eaux du Var. L'arbre de la turbine est supporté par des paliers à coussinets en métal blanc et à graissage par bagues, munis de dispositifs permettant le rattrapage du jeu d'une manière continue : il commande au moyen d'une courroie, un régulateur automatique à huile sous pression, agissant, par l'intermédiaire d'un servo-moteur, sur le vannage des couronnes directrices dont il modifie progressivement la section de passage. L'huile sous pression qui fait fonctionner le servo-moteur est fournie par une pompe à haute pression, munie de deux réservoirs, l'un pour l'huile et l'autre pour l'air : cette pompe tourne à une vitesse de rotation de 60 tours par minute et est entraînée au moyen d'une courroie, par un moteur asynchrone triphasé de 10 chevaux à rotor en cage d'écureuil tournant à 750 tours par minute. La turbine est, en outre, munie d'un appareil à main pour le réglage de la vitesse.

L'alternateur, qu'entraîne chaque turbine au moyen d'un manchon d'accouplement, est à inducteurs tournants et possède une puissance de 600 kilowatts en marche continue pour un échauffement inférieur à 40°. L'inducteur porte 8 pôles : les bobines inductrices sont formées de 65 tours d'une bande de cuivre de 80 mm². enroulée sur champ ; la tension d'excitation est de 60 volts et la résistance du circuit inducteur est de 0,25 ohm. L'induit porte un bobinage en sections gabaritées réparti dans 48 encoches ouvertes : chaque bobine comprend 45 spires en fil rond guipé de 14 mm². de section. Les différentes phases sont groupées en étoile. La différence de potentiel normale aux bornes est de 11.000 volts et la fréquence est de 25 périodes par seconde ; l'intensité de courant normale est de 31 ampères. Les essais d'isolement entre l'enroulement induit et la masse ont été faits sous 25.000 volts à froid et 18.000 volts à chaud pendant une minute. Le rendement de l'alternateur atteint 95 %, à pleine charge non inductive, ce qui, avec un rendement de

75 % pour la turbine, donne un rendement total de 71 %. La figure 2 montre les courbes caractéristiques obtenues dans les essais d'un de ces alternateurs tournant à la vitesse de 375 tours par minute.

Le courant d'excitation nécessaire aux trois alternateurs est fourni par une génératrice compound à courant continu produisant 500 ampères sous 60 volts commandée par courroie par l'arbre d'un alternateur : la vitesse de rotation de cette machine est de 800 tours par minute. Sur le même arbre est montée une petite génératrice de 10 kilowatts sous 110 volts

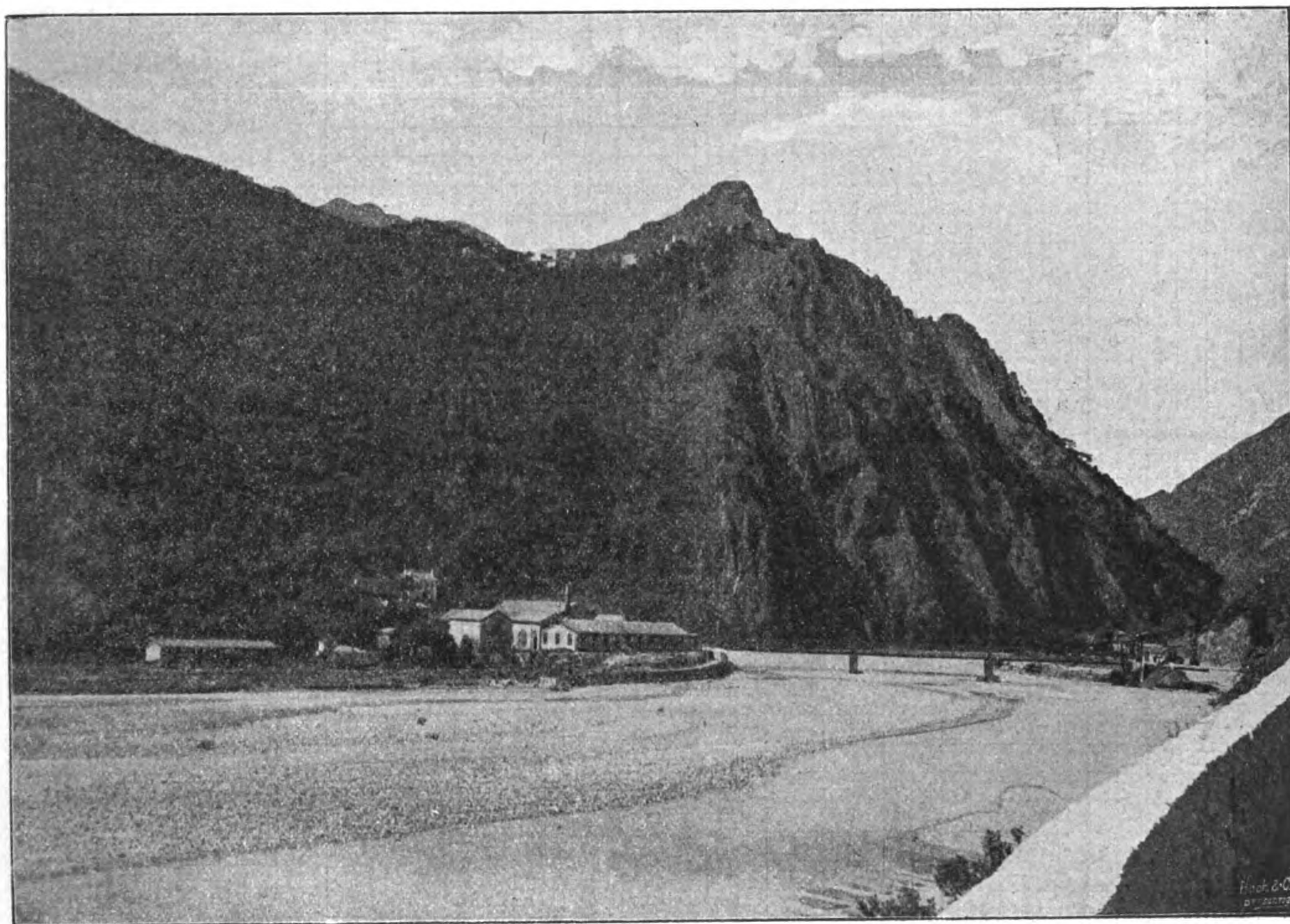


Fig. 1. — Vue extérieure de l'Usine du Plan du Var.

assurant l'éclairage et l'alimentation des moteurs auxiliaires de l'usine.

Le tableau de distribution a été étudié d'une façon toute spéciale et peut servir de poste de sectionnement. Il comprend une double série de barres générales, trois panneaux de ligne et un panneau de station, en plus des panneaux d'alternateurs et d'excitation. L'usine alimente trois lignes de transport d'énergie électrique aboutissant à La Mescla, à Levens et dans la vallée du Var. Ces lignes, ainsi que les machines, peuvent être branchées sur l'une ou l'autre série de barres générales au moyen d'interrupteurs oscillants à double direction. Tous les interrupteurs à huile sont placés dans des logements en maçonnerie et commandés à distance d'après la méthode généralement adoptée

maintenant dans les usines génératrices à haute tension : chaque interrupteur forme disjoncteur à maxima grâce au jeu d'un relais à action différée composé d'une bobine de déclenchement alimentée par le courant continu d'une batterie de 12 accumulateurs, et d'un électroaimant à courant alternatif qui ferme le circuit de cette bobine quand l'intensité des courants alternatifs dépasse une valeur déterminée. En plus des appareils de mesure, ampèremètres, voltmètres et compteurs habituellement employés, le tableau porte un synchroniseur Lincoln qui sert pour l'accouplement des unités entre elles, et pour l'accouplement de tout ou partie de l'usine avec le réseau de Pataras ou avec le réseau de la Mescla. Au dessous du tableau de distribution sont placés les transformateurs des appareils de mesure et les relais de déclenchement, ainsi que les départs de trois lignes de transmission. Celles-ci sont munies de parafoudres et de bobines de self-induction, combinées avec des interrupteurs tripolaires à couteaux pour permettre d'isoler soit la ligne, soit les parafoudres.

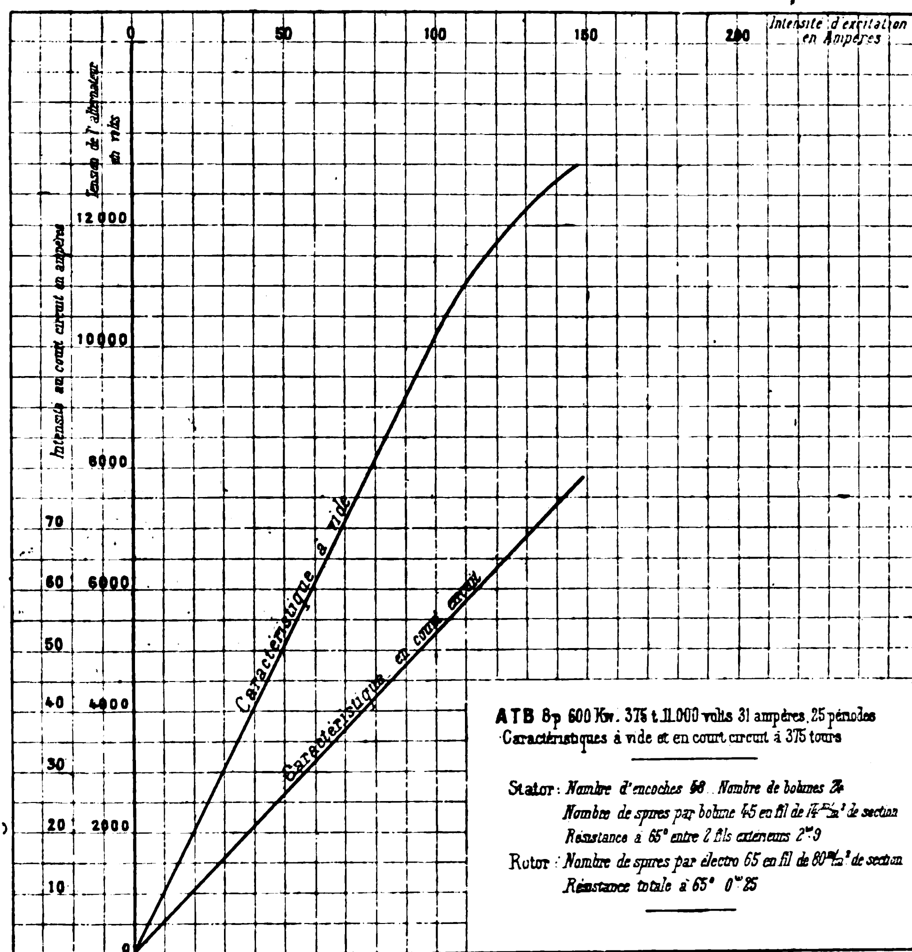


Fig. 2. — Caractéristique d'un alternateur.

L'installation de l'usine du Plan du Var, faite par C[ie] Thomson-Houston a fonctionné d'une façon très satisfaisante depuis sa mise en service. Elle complète le réseau très étendu que la Société de l'énergie électrique du littoral méditerranéen exploite dans cette région et fournit un sérieux appoint aux usines génératrices antérieurement installées par cette Société. Il est probable que, dans un avenir très prochain, la vallée du Var verra s'édifier plusieurs autres usines génératrices crées pour fournir l'énergie électrique nécessaire à de grandes industries.

A. SOLIER.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la répartition du potentiel dans l'arc au mercure. — **Pollak.** — *Drudes Annalen*, février 1906.

L'appareil employé par l'auteur était établi de la façon suivante. Un tube principal porte une électrode positive en nickel pur de 25 mm. de diamètre à la partie supérieure et une électrode positive auxiliaire en mercure à la partie inférieure. Ce tube, placé comme un tube barométrique dans un récipient contenant du mercure, est muni d'une pointe en platine à la hauteur de laquelle on peut amener le niveau du mercure formant la cathode. Le tube a une épaisseur uniforme et un diamètre intérieur de 45 mm.: la longueur de l'arc normal est de 440 mm. L'extrémité supérieure du tube est entourée d'un serpentin réfrigérant destiné à empêcher l'éclatement du point de soudure de la tige de platine soutenant l'électrode positive. Une sonde mobile peut être déplacée facilement dans l'intérieur du tube. Comme autres appareils, l'auteur s'est servi d'une pompe automatique à vide, d'un électromètre à quadrants multicellulaire à quatre aiguilles suspendues par un fil de platine de 0,02 mm. de diamètre, d'un ampèremètre et d'un voltmètre Weston à bobine mobile.

Les résultats des mesures de l'auteur sont résumés par les tableaux qui suivent. Dans ces tableaux, relatifs à la répartition du potentiel le long de l'axe du tube, a désigne la distance entre la pointe de la sonde et l'électrode de nickel en millimètres; i l'intensité du courant maintenue constante; e la différence de potentiel entre électrodes lue au voltmètre; α_1 la lecture à l'électromètre correspondant à la différence de potentiel V_1 entre la sonde et l'anode; α_2 la lecture correspondant à la différence de potentiel V_2 entre la sonde et la cathode; α'_1 et α'_2 les chiffres déduits de α_1 et α_2 en réduisant la tangente à l'arc de cercle; t_z la température ambiante; t_a la température de l'appareil et p la pression de la vapeur de mercure. La constante de l'électromètre était $k_1 = 1,9737$. La répartition du potentiel dans l'arc total est donnée par le tableau I.

TABLEAU I

Répartition du potentiel à l'intérieur de l'arc
$i = 6,70$ ampères; $t_z = 18°$; $t_a = 31,2°$; $p = 1,33$ mm.; $k_1 = 1,9737$.

a mm	e_m Volts	$(\sqrt{k'_1})_m$	$(\sqrt{k'_2})_m$	V_1 Volts	$-V_2$ Volts	$V_1 - V_2$ Volts
10	22.0	2,877	—	5.68	—	—
20	21,9	2,979	8,435	5.88	16,65	22,53
30	22,0	3,142	—	6,20	—	—
40	22,0	3,331	—	6,57	—	—
50	22.0	3,450	7,943	6,81	15,68	22,49
100	22.0	4,242	7,251	8,37	14,31	22,69
150	22.0	5,021	6.435	9,91	12,70	22,61
200	22,0	5,747	5,747	11,34	11,34	22,68
250	21,95	6,471	4,974	12,77	9,82	22,59
300	21,9	7,170	4,239	14,15	8.37	22,52
350	21,8	7,859	3,449	15,51	6,81	22,32
400	21,8	8,402	2,995	16,58	5,91	22.49
410	21,75	—	3,100	—	6.12	—
420	21.85	8,285	3,082	16,35	6,08	22,43

Valeur moyenne de la différence de potentiel mesurée à l'électromètre $V_1 = V_2 = 22,53$ volts.

Valeur moyenne de la différence de potentiel mesurée au voltmètre $e = 21,92$ volts.

L'allure du potentiel à proximité des electrodes a été étudiée séparément par l'auteur et est indiquée par les tableaux II et III.

TABLEAU II

Répartition du potentiel à proximité de l'anode
$i = 6,70$ ampères; $t_z = 18,8°$; $t_a = 31,6°$; $k_1 = 1,9737$.

a mm	e_m Volts	$(\sqrt{\alpha'_1})_m$	$-V_2$ Volts
6	22,05	2,872	5,67
10	21,8	2.824	5.57
15	21,8	2,859	5,64
20	21,8	2,898	5,72
30	21,8	3,045	6.01
40	21,8	3,170	6,26
50	21.85	3,358	6.63

TABLEAU II

Répartition du potentiel à proximité de la cathode
$i = 6,70$ ampères; $t_z = 16,1°$; $t_a = 27,9°$; $k_1 = 1,9737$.

e_m mm	e_m Volts	$(\sqrt{\alpha'_2})_m$	$-V_2$ Volts
7	22,25	3,399	6,71
10	22,1	3,240	6,39
20	22,1	3.090	6,10
30	22,1	3,084	6,09
40	22,1	2,983	5,89
50	22,1	3,090	6.10
60	22,15	3,255	6.42

D'après les résultats de ces tableaux, on voit que dans la colonne lumineuse positive la chute de potentiel est absolument constante et il n'existe pas d'excédent d'ions d'un signe déterminé. Dans l'espace cathodique obscur, le gradient de potentiel diminue presque jusqu'à zéro contre la cathode; il en est de même dans le court intervalle sombre à l'anode. Au voisinage immédiat des électrodes, la chute de potentiel atteint naturellement sa valeur maxima.

On sait que l'arc au mercure possède comme caractéristique une courbe en V dans laquelle l'une des branches correspond à un état instable. D'après les recherches de l'auteur, la cause d'instabilité dans cette branche de la caractéristique doit être attribuée uniquement à l'électrode positive.

Après avoir étudié la répartition du potentiel dans l'arc pendant le fonctionnement normal, l'auteur a porté ses recherches sur le développement de la répartition du potentiel pendant l'allumage de l'arc au mercure. Il y a trois phases marquées. Pendant la première phase, l'arc auxiliaire employé pour l'allumage produit une ionisation de gaz et il se forme des couches stratifiées. Pour un courant de 3,35 ampères, et pour une pression de 0,031 mm. la valeur de $V_1 - V_2$ est de 48,7 volts. Pendant la seconde phase, le tube est le siège d'une décharge stratifiée qui s'étend dans tout l'intervalle compris entre les électrodes : la valeur moyenne de $V_1 - V_2$ est d'environ 42 volts. Enfin, dans la troisième phase, l'arc s'établit complètement et la décharge est continue : la valeur moyenne de $V_1 - V_2$ est de 29 volts.

R. V.

***Nouveau condensateur.* — Rudge.** — *Cambridge Philosophical Society*, 31 janvier 1906.

L'auteur a trouvé qu'un tube ordinaire à vide ou une lampe à incandescence peut constituer un condensateur si l'on recouvre d'étain l'extérieur du tube, l'air à très faible pression contenu à l'intérieur agissant comme seconde armature. On peut même aussi supprimer l'armature métallique extérieure en la remplaçant par un second tube à vide concentrique entourant le premier. On obtient ainsi un condensateur n'ayant aucune partie métallique. La pression à l'intérieur du tube doit être voisine de 1 cm. de mercure. La charge peut précéder le vidage sans inconvénient, et l'air peut être renouvelé entre la charge et la décharge sans que l'effet soit sensiblement réduit.

R. R.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

***Sur la répartition de l'induction magnétique dans les induits de machines dynamo-électriques et sur le calcul des pertes par hystérésis et par courants de Foucault (fin)*[1]. — R. Rüdenberg.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 8 février 1906.

Pour des flux sinusoïdaux, on peut déterminer facilement la répartition de l'induction d'après l'équation 6c. Pour cela il est avantageux de faire un déplacement de coordonnées de façon à calculer une nouvelle variable z' du bord intérieur de l'induit vers l'extérieur. On introduit pour cela $z = h - z'$, et l'on obtient les équations :

$$\mathbf{B}_x = \left(Ae^{\alpha h}e^{-\alpha z'} + Ce^{-\alpha h}e^{-\alpha z'}\right)\sin\alpha x$$

$$= \left(B\frac{e^{-\alpha z'}}{e^{\alpha h} - e^{-\alpha h}} + \frac{e^{\alpha z'}}{e^{\alpha h} - e^{-\alpha h}}\right)\sin\alpha x$$

$$\mathbf{B}_x = B\frac{\text{ch}\,\alpha z'}{\text{sh}\,\alpha h}\sin\alpha x' \ ; \quad \mathbf{B}_{z_1} = -B\frac{\text{sh}\,\alpha z'}{\text{sh}\,\alpha h}\cos\alpha x \cdot \quad (6d)$$

L'équation des lignes d'induction résulte de l'égalité $dx/dz' = \mathbf{B}_x/\mathbf{B}_z'$. On a donc

$$\text{cotg}\,\alpha x dx + \text{cth}\,\alpha z' dz' = 0$$

d'où l'on tire en intégrant :

$$\frac{1}{\alpha}\log_{\text{nat}}\sin\alpha x + \frac{1}{\alpha}\log_{\text{nat}}\text{sh}\,\alpha z' = \log_{\text{nat}}\frac{k}{\alpha},$$

k/α désignant la constante d'intégration.

Pour l'équation des lignes d'induction, on a :

$$\sin\pi\frac{x}{\tau}\cdot\text{sh}\,\pi\frac{z'}{\tau} = k. \qquad (23)$$

Les courbes de ces lignes d'induction sont faciles à tracer et sont indiquées sur la figure 4.

Toutes les considérations qui précèdent sont aussi bien valables pour le fonctionnement à vide que pour le fonctionnement en charge. L'auteur étend le problème et considère, non seulement le fer de l'induit, mais encore l'entrefer. Il se limite d'abord, pour cette étude au cas où l'induit tourne à vide. Les équations différentielles du flux dans l'entrefer sont

[1] Voir *Eclairage Electrique*, tome XLVII, 7 avril 1906, p. 20.

encore données par l'équation (1) qui est exacte puisque μ est constant. Comme solution, on peut donc de nouveau écrire, en se limitant à l'onde fondamentale :

$$\left.\begin{aligned} \mathbf{B}_x &= \left(De^{-\alpha z} - Fe^{\alpha z}\right) \sin \alpha x \ ; \\ \mathbf{B}_z &= \left(De^{-\alpha z} + Fe^{\alpha z}\right) \cos \alpha x. \end{aligned}\right\} \qquad (24)$$

La coordonnée z doit être dirigée de la surface de l'induit vers l'entrefer. On a, exactement comme précédemment, $\alpha = \pi/\tau$: les constantes d'intégration D et F sont données par les conditions limites à la surface de l'induit. D'après les lois connues, les inductions normales dans l'air et dans le fer doivent concorder en ces points : dans la direction de la périphérie elles doivent être dans le rapport $1/\mu$. On en déduit, en tenant compte de l'équation $6d$:

$$D - F = \frac{1}{\mu}\frac{B}{\text{th}\,\alpha h} \ ; \ D + F = -B$$

$$D = -\frac{B}{z}\left(1 - \frac{1}{\mu\,\text{th}\,\alpha h}\right) \ ; \ F = -\frac{2}{B}\left(1 + \frac{1}{\mu\,\text{th}\,\alpha h}\right) \cdot (25)$$

Comme, en pratique, $\text{th}\,\alpha h$ est seulement un peu plus petit que l'unité et que μ est très grand, on peut négliger le second terme dans la parenthèse vis-à-vis de l'unité. On obtient alors $D = F = B/2$. Si l'on tient compte de cette valeur, l'équation 24 se transforme en la suivante :

$$\mathbf{B}_x = B\,\text{sh}\,\pi\frac{z}{\tau}\sin\pi\frac{x}{\tau} \ ; \ \mathbf{B}_z = -B\,\text{ch}\,\pi\frac{z}{\tau}\cos\pi\frac{x}{\tau} \cdot (24\,a)$$

On en tire, comme ci-dessus, l'équation :

$$\sin\pi\frac{x}{\tau}\,\text{ch}\,\pi\frac{z}{\tau} = k_1 , \qquad (26)$$

au moyen de laquelle on peut construire facilement les courbes des lignes de force.

On peut maintenant reprendre en sens inverse les considérations qui précèdent et dire : quand la courbe de flux doit avoir une forme purement sinusoïdale, il faut que, dans toutes les circonstances, au moins à proximité de la surface de l'induit, le flux dans l'air réponde à l'équation (24_a). La question se pose de savoir quelle forme il faut donner aux masses polaires des inducteurs pour obtenir les courbes trouvées pour les lignes d'induction. Supposons que la perméabilité du pôle soit grande par rapport à celle de l'air : la surface polaire doit toujours être perpendiculaire aux lignes d'induction. Les limites admissibles pour le pôle sont alors des trajectoires orthogonales du groupe de courbes de l'équation 26. En désignant par x_1 et z_1 les coordonnées de la surface polaire, on a :

$$\frac{dx_1}{dz_1} = -\frac{\mathbf{B}_z}{\mathbf{B}_x} = \text{cth}\,\alpha z_1 \,.\, \text{cotg}\,\alpha x_1 .$$

En intégrant, on obtient l'équation des surfaces du pôle :

$$\cos\pi\frac{x_1}{\tau}\,\text{sh}\,\pi\frac{z_1}{\tau} = k_2 \,. \qquad (27)$$

C'est la même relation que celle trouvée dans l'équation 23, à part la modification de sinus en cosinus, qui représente simplement un décalage de $\tau/2$. La figure 4 représente donc les formes qu'il faut donner aux pôles pour des

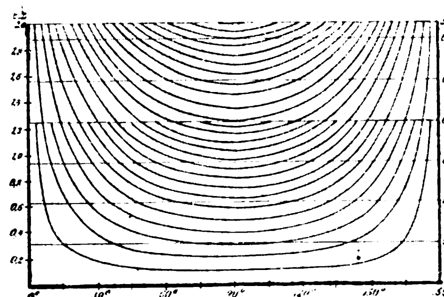


Fig. 2.

entrefers de différentes valeurs afin d'obtenir des flux sinusoïdaux. Pour un entrefer minimum prescrit δ_1 on obtient, pour la détermination de k_2 :

$$\text{pour} \quad x = 0 \ ; \ z_1 = \delta \ ; \ k_2 = \text{sh}\,\pi\frac{\delta}{\tau}$$

d'où l'on tire l'équation de la surface polaire :

$$z_1 = \frac{\tau}{\pi}\,\text{arc sh}\left(\frac{\sin\pi\frac{\delta}{\tau}}{\cos\pi\frac{x_1}{\tau}}\right), \qquad (27\,a)$$

expression facile à trouver au moyen des tableaux trigonométriques et hyperboliques.

Sur les bases de la théorie qui précède pour la répartition de l'induction dans le fer de l'induit, on peut établir des formules donnant les pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Pour les pertes par hystérésis, on admet généralement que, même pour l'hystérésis tournante, elles dépendent de la valeur maxima de l'induction et sont proportionnelles à la fréquence c

***

de l'aimantation. On a, d'après Steinmetz :

$$W_h = \eta c \int B_{max}^{1,6} dv$$

en désignant par dv un élément de l'espace.

Supposons d'abord une forme sinusoïdale du flux. Si le fer de l'induit était illimité vers le bas, on aurait obtenu, d'après l'équation 10, $|\mathbf{B}| = B\ e^{-\pi z/\tau}$, et l'angle fait par le vecteur **B** avec la direction des z aurait été donné par l'équation :

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{\mathbf{B}_x}{\mathbf{B}_z} \frac{Ce^{-\alpha z} \sin \alpha x}{Ce^{-\alpha z} \cos \alpha x} = \operatorname{tg} \alpha x$$

d'où $\beta = \frac{\pi}{\tau} x$.

Chaque particule de fer serait donc soumise toujours à la même induction dans son mouvement sous le pôle et l'on aurait une aimantation purement tournante.

Si le fer de l'induit est limité pour $z = h$, on obtient, d'après l'équation 6_c :

$$\mathbf{B}^2 = (Ae^{\alpha z})^2 + (Ce^{-\alpha z})^2 - 2(Ae^{\alpha z})(Ce^{-\alpha z}) \cos 2\alpha x. \quad (28)$$

La valeur absolue de l'induction n'est plus invariable, mais oscille, avec une fréquence double de celle de l'aimantation, entre une valeur maxima et une valeur minima. La valeur de B est facile à dessiner : elle est minima sous les pôles et maxima dans la zone neutre. Pour $z = 0$, C est très grand vis-à-vis de A : la valeur n'oscille alors pas beaucoup. Pour $z = h$, on a $Ae^{\alpha z} = Ce^{-\alpha z}$, et la variation de l'induction est sinusoïdale. L'angle de rotation de l'induction est donné par l'équation :

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{e^{-\alpha z} + e^{-2\alpha h} \cdot e^{\alpha z}}{e^{-\alpha z} - e^{-2\alpha h} \cdot e^{\alpha z}} \operatorname{tg} \alpha x. \quad (29)$$

On a, pour $z = 0$: $\frac{1 + e^{-2\alpha h}}{1 - e^{-2\alpha h}} = \text{app}^t\ 1$.

Pour $z = h$, on a : $\frac{e^{-\alpha h} + e^{-\alpha h}}{e^{-\alpha h} - e^{-\alpha h}} = \infty$; $\beta = \pm 90°$.

Il existe donc dans l'induit une aimantation oscillante. Dans les couches intérieures de fer, le vecteur d'induction tourne, mais avec une vitesse et une grandeur fortement variables.

L'auteur suppose, pour le calcul des pertes par hystérésis, que celles-ci dépendent de l'induction produite existant dans chaque particule de fer, c'est-à-dire de

$$\mathbf{B}_{max} = Ae^{\alpha z} + Ce^{-\alpha z} = C\left(e^{-\alpha z} + e^{-2\alpha h} e^{\alpha z}\right). \quad (28\,a)$$

Evidemment il est douteux qu'il en soit réellement ainsi, car, de cette façon, on ne tient compte ni de la grandeur variable ni de la vitesse de rotation de l'induction. Dans les expériences sur l'hystérésis tournante, il faudrait, autant que possible, placer les bords intérieurs limites du fer dans la région de l'induction faible pour obtenir des résultats se rapportant réellement à une aimantation purement tournante et non à un mélange d'induction tournante et d'induction alternative. Etant donné l'incertitude due à l'hypothèse faite, il est inutile de tenir compte des harmoniques supérieurs de la courbe de flux. Ceux-ci ne peuvent d'ailleurs que renforcer les oscillations en grandeur et en vitesse et par conséquent modifier aussi bien en plus ou en moins les valeurs maxima de l'induction. Si leur influence entraîne une augmentation des pertes totales par hystérésis, l'équilibre pourra être à peu près rétabli par le fait qu'on ne tient pas compte de la variation de μ dans l'espace. Dans la plupart des cas pratiques, on calculera alors avec une répartition de **B** moins uniforme que la répartition réelle, et l'on obtiendra une valeur un peu trop forte des pertes.

Si l'on calcule d'après l'équation (28_a) le travail d'hystérésis de toute la partie de l'induit comprise entre deux centres de pôles, on doit former l'expression :

$$\int_0^h \left(e^{-\alpha z} + e^{-2\alpha h} e^{\alpha r}\right)^{1,6} dz.$$

En développant, et intégrant, on obtient :

$$\frac{1}{1,6\alpha} f_1\left(\frac{h}{\tau}\right),$$

la fonction f_1 étant définie par l'équation :

$$f_1\left(\frac{h}{\tau}\right) = 1 + 5{,}70e^{-1,6\pi\frac{h}{\tau}} - 6{,}40e^{-2\pi\frac{h}{\tau}} - 0{,}32e^{-4\pi\frac{h}{\tau}} + 0{,}023e^{-6\pi\frac{h}{\tau}} \mp \ldots \quad (30)$$

On obtient les pertes en *ergs* par unité de volume :

$$W_h = \frac{\eta}{1,6\pi} \cdot c \frac{\tau}{h} \cdot C^{1,6} \cdot f_1 \frac{h}{\tau}. \quad (31)$$

En introduisant l'induction moyenne de l'induit dans la zone neutre d'après l'équation 14, et en remplaçant C d'après l'équation 9, il vient :

$$W_h = \eta . c B_{moy}^{1.6} \frac{\left(\pi \frac{h}{\tau}\right)^{0.6}}{1,6\left(1 - e^{-2\pi \frac{h}{\tau}}\right)^{1.6}} f_1\left(\frac{h}{\tau}\right). \quad (31\,a)$$

On pose généralement, pour la valeur des pertes par hystérésis pour 1 décimètre cube :

$$\sigma_h \frac{c}{100}\left(\frac{B_{moy}}{1000}\right)^{1,6} \text{watts.}$$

Le coefficient d'hystérésis est alors donné par l'expression :

$$\sigma_h = f_2\left(\frac{h}{\tau}\right)\frac{\eta}{0,0016} \quad (32)$$

ou f_2 représente le facteur de l'équation 31_a :

$$f_2\left(\frac{h}{\tau}\right) = \frac{\left(\pi \frac{h}{\tau}\right)^{1,6}}{1,6\left(1 - e^{-2\pi \frac{h}{\tau}}\right)^{1,6}} f_1\left(\frac{h}{\tau}\right). \quad (32\,a)$$

Le coefficent f_2 de l'équation 32 tient donc compte de la répartition non uniforme de l'induction. Ce coefficient est donné numériquement par une courbe dans laquelle il est porté en fonction de h/τ. On voit sur cette courbe que, dans la région comprise entre $h/\tau = 0,2$ et $h/\tau = 0,6$ le facteur de correction est compris entre des limites très étroites : la répartition non uniforme ne modifie donc que peu les pertes par hystérésis (5 % au maximum). Pour $h/\tau = 0$, on aurait $f_2 = 1$, ce qui correspond au cas de l'aimantation uniforme.

Il est encore important de déterminer comment décroissent les pertes dans le fer quand, pour la même courbe de flux, la profondeur du fer de l'induit augmente.

En remplaçant, dans l'équation 31, C par sa valeur de l'équation 9, et en multipliant par $h.\tau$, on voit que les pertes totales sont proportionnelles à la grandeur :

$$f_3\left(\frac{h}{\tau}\right) = \frac{1}{\left(1 - e^{-2\pi \frac{h}{\tau}}\right)^{1.6}} \cdot f_1 \frac{h}{\tau} \quad (33)$$

Le facteur f_3 peut également être représenté par une courbe en fonction de h/τ. On voit sur cette courbe qu'il n'est pas avantageux d'aller au-delà de $h/\tau = 0,4$ car les pertes par hystérésis ne diminuent qu'insensiblement. Ce résultat n'est pas modifié par les harmoniques supérieurs car ceux-ci sont amortis.

Pour les pertes produites dans les tôles minces de l'induit par les courants de Foucault, on suppose qu'elles dépendent du carré de l'induction maxima dans chaque élément : on a, pour les pertes totales $\int B^2_{max}\, dv$. Avec cette hypothèse, on obtient pour les pertes par unité de volume

$$W_w = \sigma_w \left(\Lambda \frac{c}{100} \frac{B_{moy}}{1000}\right)^2 \text{watts par dcm}^3$$

et, pour une forme sinusoïdale de la courbe de flux, on obtient pour le coefficient de courants de Foucault l'expression :

$$\sigma_w = \frac{\pi^2}{12} \frac{\pi \frac{h}{\tau}}{\text{th}\, \pi \frac{h}{\tau}} \left(1 + \frac{2\pi \frac{h}{\tau}}{\text{sh}\, 2\pi \frac{h}{\tau}}\right). \quad (34)$$

On voit que, quand la profondeur de fer varie, les pertes par courant de Foucault croissent faiblement.

On peut montrer [1] que ce résultat ne concorde pas avec la théorie rigoureuse des courants de Foucault, et que les pertes doivent au contraire, d'après une formule théoriquement exacte, atteindre des valeurs qui dépassent de 50 % les valeurs ainsi trouvées.

L'inexactitude de la façon ordinaire de procéder provient du fait suivant : pour un cas particulier de l'aimantation, celui d'un champ alternatif homogène dans la direction longitudinale d'une plaque mince très large JJ. Tomson a calculé les pertes en intégrant les équations électromagnétiques sur la dimension de la plaque. Dans le calcul ordinaire on transporte simplement cette intégration à chaque élément de volume, sans songer que ce n'est admissible que pour des corps semblables où existe un champ magnétique semblable. Or ce n'est pas le cas dans les induits de génératrices à courant continu : dans le premier cas, on avait affaire à une aimantation alternative ; dans le second, on a affaire en partie à une aimantation tournante. Dans le premier cas, on avait un champ magnétique homogène ; dans le second, l'induction varie de point en point aussi

(1) C'est le but d'une prochaine étude de l'auteur.

bien en grandeur qu'en induction. Il est évident que la production des courants de Foucault sera une fonction compliquée de l'espace, d'où résulte une valeur différente des pertes produites, sous forme de chaleur, par ces courants.

Un autre point mérite d'être signalé. On a calculé plus haut la répartition de l'induction en supposant une perméabilité invariable dans l'espace. De la répartition de l'induction, on peut déduire par le calcul les pertes par courants de Foucault. Or, la densité calculée de l'induction calculée varie avec les différentes valeurs de μ pour les différents points du fer de sorte que, suivant la région de la courbe de d/μ dans laquelle on se trouve, la non uniformité de la densité peut être ou bien renforcée ou bien diminuée. Dans le premier cas, il est évident que les pertes par courants de Foucault sont augmentées; dans le second cas, on pourrait penser que ces pertes doivent diminuer, mais on peut, dans ce cas particulier, en faisant certaines hypothèses sur la valeur de μ, montrer d'une façon générale que les plus faibles pertes par courants de Foucault dans des tôles minces sont toujours obtenues pour une valeur invariable de μ. Chaque variation de μ dans l'espace provoque un accroissement des pertes, que la variation de l'induction soient accrues ou affaiblies par la variation de μ. D'ailleurs l'accroissement des pertes n'est que de quelques centièmes.

Des expériences de Richter, ainsi que les expériences de Gümlich et Rose [1] ont donné des résultats qui concordent avec la théorie. On peut facilement corriger les valeurs trouvées dans ces expériences pour tenir compte de la faible longueur des tôles qui entraîne une petite diminution de la valeur des pertes par courants de Foucault. Ce facteur de correction est donné par la formule $\varepsilon = 1 - 0{,}630 \frac{\Lambda}{b}$ (35) où Λ désigne l'épaisseur et b la longueur des tôles.

Dans l'appareil d'Epstein, on a $\Lambda = 0{,}5$ et $b = 30$ mm. : la correction est donc de 1,05 %.

B. L.

Contribution à la théorie du moteur d'induction monophasé. — **Fynn.** — *Electrical Review*, 9 et 16 février 1906.

L'auteur rappelle que la théorie du moteur d'induction monophasé n'a pas encore été nettement établie et que, parmi les différentes théories proposées de temps en temps, aucune n'a été universellement admise. Il croit donc faire œuvre utile en développant un certain nombre de points qui, non seulement offrent de l'intérêt, mais aussi peuvent ouvrir de nouveaux débouchés aux applications commerciales du moteur monophasé asynchrone.

L'auteur laisse d'abord de côté les formes de moteurs asynchromes avec rotor en cage d'écureuil et avec rotor muni d'un bobinage aboutissant à des bagues : il étudie la forme la plus générale qu'il considère comme fondamentale et que représente la figure 1. Ce moteur est composé d'un stator, excité par l'enroulement S, et d'un rotor R semblable à un induit de machine à courant continu, mais court-circuité au moyen des balais CC et DD suivant deux axes fixes

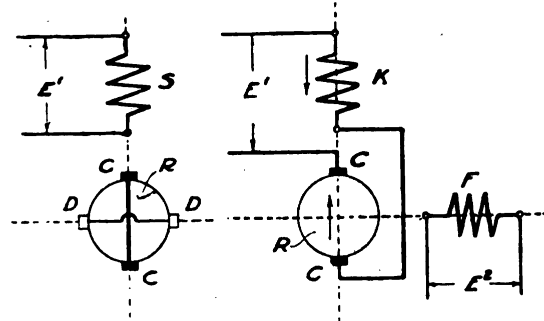


Fig. 1. Fig. 2.

dans l'espace et (pour un moteur bipolaire) perpendiculaires l'un à l'autre, l'un des deux coïncidant avec la direction du champ du stator. Dans le schéma de la figure 1, ainsi que dans les suivants, le moteur est supposé bipolaire et l'enroulement induit est supposé constitué par un bobinage en anneau Gramme sur l'extérieur duquel frottent les balais.

La machine que représente schématiquement la figure 1 possède toutes les propriétés caractéristiques du moteur d'induction monophasé. Si on forme son circuit à l'arrêt, il ne démarre pas seul, mais absorbe un courant très intense. Si on lui donne, dans l'un ou l'autre sens, un élan suffisant, il tourne de lui-même à une vitesse qui, à vide, s'approche du synchronisme. Quand la charge augmente, le glissement augmente aussitôt : pour une charge suffisante, le moteur cale brusquement.

Sans revenir sur les méthodes employées pour

[1] Voir *Eclairage Electrique*, tome XLIII, 3 juin 1905, p. 347.

le démarrage, l'auteur suppose que le moteur a démarré. Dans ces conditions, l'enroulement statorique S produit suivant son axe un champ alternatif : le rotor R, court-circuité par les balais CC suivant cet axe, agit comme le secondaire d'un transformateur dont le primaire est l'enroulement S. Une f. é. m., décalée de 90° sur le flux du transformateur, est induite dans le rotor suivant l'axe CC, que l'auteur appelle dans la suite axe de transformateur, et cette f. é. m. tend à faire passer dans le rotor un courant intense. Par suite de la rotation des conducteurs du rotor dans le flux de transformateur, une f. é. m. est induite suivant l'axe DD et cette f. é. m., en phase avec le flux, agit dans le circuit fermé suivant cet axe, produit un courant dont la composante magnétisante est décalée de 90° sur elle, et donne lieu à un couple sensiblement en phase avec elle-même, c'est-à-dire décalé de 90° dans le temps et dans l'espace sur le flux du transformateur. Par suite de la rotation des conducteurs du rotor dans le flux suivant DD, une f. é. m. est produite dans le rotor, suivant l'axe CC, en phase avec le flux qui l'engendre, c'est-à-dire décalée de 90° par rapport au flux de transformateur, et de 180° sur la f. é. m. induite statiquement dans cet axe. Quand ces deux f. é. m. s'équilibrent, il ne passe pas de courant dans l'axe du rotor CC. Si, par exemple, la f. é. m. due à la rotation est plus petite que celle due à la transformation ou à l'induction statique, il passe un courant décalé en arrière de la f. é. m. Le couple que peut exercer le moteur est dû à l'action du courant du rotor dans l'axe du transformateur sur le flux dans l'axe DD, ou flux moteur. Ce courant et ce flux sont à peu près en phase et sont dans la position relative la plus favorable dans l'espace, pour produire un couple.

Le moteur décrit est une reproduction, quoique sous une forme inusitée, du moteur à courant continu, en ce qui concerne les conditions de fonctionnement. Dans le moteur à courant alternatif, le flux de transformateur engendre par induction dans l'induit la f. é. m. de travail, désignée dans ce qui suit par f. t., qui correspond à la différence de potentiel appliquée aux bornes de l'induit dans le moteur à courant continu. Le courant de travail est produit dans l'induit par induction, au lieu de l'être par conduction, et il est important de remarquer que la valeur de ce courant peut être modifiée dans de très larges limites sans variation appréciable de l'intensité du flux de transformateur. Comme dans un transformateur ordinaire, la résultante des ampère-tours primaires (stator) et secondaires (rotor) est toujours égale aux ampère-tours à vide et reste pratiquement constante à toutes charges, de sorte que la composante déwattée et, avec elle, le flux de transformateur, restent aussi pratiquement constants. Ce flux de transformateur détermine la f. é. m. agissant sur l'enroulement excitateur du moteur : cette f. é. m. correspond à la différence de potentiel appliquée aux bornes de l'inducteur d'un moteur à courant continu. Mais, dans le moteur dont il s'agit, il n'y a pas d'enroulement inducteur distinct : les conducteurs de l'induit eux-mêmes agissent comme tels, le courant d'excitation étant introduit suivant l'axe DD décalé de $180/n$ degrés par rapport à l'axe CC de l'induit, n étant le nombre de pôles de la machine. Finalement, la force contre-électromotrice, qui est engendrée dans l'axe CC par suite de la rotation des conducteurs dans le flux et qui empêche le transformateur d'être court-circuité suivant l'axe CC, correspond à la force contre électromotrice engendrée dans l'induit d'un moteur à courant continu.

La f. é. m. engendrée dans le rotor suivant l'axe CC par l'action de transformateur de S, f. é. m. désignée par f. t., dépend, comme période et comme amplitude, de la période et de l'amplitude du flux de transformateur, et est tout à fait indépendante de la rotation des conducteurs dans lesquels elle est produite : elle a d'ailleurs toujours la fréquence du courant d'alimentation. La f. é. m. produite dans le rotor suivant l'axe DD par rotation dans le flux de transformateur, désignée dans la suite par f. r., dépend, en ce qui concerne son amplitude, de l'amplitude de flux de transformateur et de la vitesse de rotation. Sa fréquence est la même que celle de ce flux, indépendamment de la vitesse de rotation : elle a toujours la fréquence du courant d'alimentation. Le flux moteur, qui dépend de f. r., a donc toujours la même fréquence que le flux de transformateur et, cela étant, la f. é. m. induite dans le rotor suivant l'axe CC par rotation dans le flux, f. é. m. désignée plus haut sous le nom de force contre-

électromotrice, dépend, en ce qui concerne son amplitude, de l'amplitude du flux moteur et de la vitesse de rotation : sa fréquence est la même que celle du flux moteur, indépendamment de la vitesse de rotation, et est la même que celle du courant d'alimentation et que celle de f. t., à laquelle elle est opposée.

On voit que f. t. est presque en phase avec E', différence de potentiel appliquée à l'enroulement statorique, et est décalée de 90° en arrière du flux de transformateur : f. r. est en phase avec ce flux et produit un courant magnétisant dans l'axe DD, qui est décalé de 90° en arrière de f. r. Ce courant magnétisant détermine le flux moteur : la phase de ce dernier est donc décalée de 90° sur celle du flux de transformateur : le décalage n'est pas exactement de 90°, par suite du fait que le flux n'est pas absolument en phase avec la force magnétomotrice qui l'engendre, mais la différence est faible et peut être négligée. La force contre-électromotrice est en phase avec le flux moteur et est décalée de 180° sur f. t.

La faible f. é. m. dans l'axe CC du rotor, qui coïncide en phase avec le courant de travail du moteur et détermine son amplitude, est la résultante d'un certain nombre de f. é. m. agissant suivant cet axe, et doit couvrir les pertes ohmiques dans les conducteurs du rotor : l'auteur la désigne par f. w. Les f. é. m. composantes qui déterminent la phase et l'amplitude de la résultante f. w. suivant l'axe CC sont f. t. et la force contre-électromotrice, qui sont approximativement égales et à peu près opposées, puis une faible f. é. m. de self-induction f. s. décalée de 90° sur le courant du rotor et qui est due à la dispersion magnétique entre le secondaire et le primaire du transformateur dans l'axe CC. Le résultat final est que le courant de travail est fortement décalé en arrière de f. t. et, puisque ce courant du rotor circule dans le secondaire du transformateur, le courant primaire est également décalé sur la différence de potentiel appliquée aux bornes. Le courant de travail, n'étant pas en phase avec f. t., n'est pas en phase avec le flux moteur, et il en résulte que le facteur de puissance est faible et aussi que le couple maximum est un peu réduit.

Cette théorie peut être appliquée au moteur bien connu à rotor entièrement court-circuité. Il est facile de voir que l'on peut augmenter le nombre des axes suivant lesquels un rotor, tel que celui supposé jusqu'ici, est court-circuité. Si l'on augmente à l'infini ce nombre d'axes, on arrive au cas limite où le collecteur est entièrement couvert de balais ou entièrement court-circuité : un tel rotor n'a plus besoin de collecteur, et la forme la plus simple est la cage d'écureuil.

On a vu que, dans le moteur monophasé d'induction, il y a deux flux alternatifs décalés dans l'espace de $180/n$ degrés et différant en phase de 90°. De tels moteurs sont, en réalité, des moteurs diphasés alimentés par une source de courant monophasé, la seconde phase nécessaire pour le fonctionnement étant engendrée par le moteur lui-même dans sa rotation. L'une des phases (celle qui est directement alimentée par la source) fournit l'énergie nécessaire pour le fonctionnement du moteur ; l'autre phase fournit seulement l'excitation. Un moteur de ce type peut être alimenté par un circuit diphasé, mais charge inégalement les deux phases. Il y a là une analogie avec le moteur shunt ordinaire. On sait qu'un moteur série à inducteurs feuilletés peut donner d'excellents résultats avec du courant monophasé à condition que la self-induction de l'induit soit éliminée, au moyen d'un enroulement compensateur par exemple. Un moteur shunt ordinaire à pôles feuilletés ne peut, au contraire, pas produire de couple avec du courant monophasé, car on ne peut pas amener en phase le flux moteur et le courant dans l'induit. Cette difficulté est résolue si l'on alimente un tel moteur par du courant diphasé (figure 2). L'induit R relié en série avec l'enroulement compensatenr K reçoit d'une phase E^1 l'énergie nécessaire pour le fonctionnement du moteur : l'excitation est assurée par l'enroulement F alimenté par la seconde phase. Dans ce cas, le courant dans l'induit est produit par conduction et la self-induction de l'induit est compensée par l'enroulement K. La phase de la différence de potentiel appliquée à l'induit est en quadrature avec la phase de la différence de potentiel appliquée à l'enroulement inducteur. Le flux produit par E^2 est en quadrature avec cette f. é. m. et, par conséquent, est en phase avec E^1 et avec le courant de l'induit. La force contre-électromotrice dans l'induit est due à la rotation

dans le flux produit par F et est en phase avec lui, c'est-à-dire en phase avec E^1. On a vu que, dans le cas du moteur d'induction, il existe exactement la même relation entre les différents facteurs dont dépend le fonctionnement, avec cette différence que la différence de potentiel agissant sur l'induit est produite par induction, et non par conduction, et que f. r., f. é. m. dont dépend le flux moteur et qui correspond à E^2 dans le cas du moteur de la figure 2, est engendrée dans le moteur lui-même par la rotation des conducteurs dans le flux de transformateur.

Une autre différence est que, dans le moteur de la figure 2, l'enroulement produisant le flux moteur est placé sur le stator, tandis que, dans le moteur de la figure 1, l'enroulement du rotor lui-même remplit ce rôle. D'ailleurs, rien ne serait changé au fonctionnement du moteur de la figure 2 si l'on supprimait l'enroulement F pour relier la phase E^2 à deux balais frottant sur le collecteur et perpendiculaires aux balais CC.

R. R.

(A suivre.)

TRACTION

***Effets de la self-induction des rails d'acier.* — Wilson.** — *The Electrician*, 23 février 1906.

Les rails étudiés par l'auteur avaient 18 mètres de longueur : ils étaient du type Phœnix et pesaient 32 kgr. par mètre courant. Leur résistance spécifique était de $21,5 \times 10^{-6}$ ohms par cm^3 à 9° environ. L'auteur s'est proposé de déterminer : comment varie la résistance ohmique des rails quand des courants alternatifs de différentes intensités et de différentes fréquences passent dans les rails ; de combien est accrue la différence de potentiel entre les extrémités d'une longueur donnée de rail, par rapport à sa valeur en courant continu, sous l'action de courants alternatifs de différentes intensités et de différentes fréquences lorsque le circuit de retour consiste en un conducteur en cuivre suspendu parallèlement aux rails à différentes distances de ceux-ci ; comment, lorsque deux rails sont reliés en parallèle, la différence de potentiel entre leurs extrémités varie pour une hauteur donnée du conducteur lorsque la distance entre les rails varie ; enfin quelle est la self-induction de circuit comprenant un rail ou des rails et un conducteur aérien parallèle.

La méthode adoptée pour la mesure des coefficients de self-induction repose sur l'emploi d'un électromètre Kelvin à quadrants dont l'enveloppe est reliée à un point milieu du circuit et dont les quadrants sont reliés respectivement aux extrémités du circuit. La différence de potentiel entre l'aiguille et l'enveloppe était produite par le secondaire d'un transformateur à air dont le primaire était intercalé sur les inducteurs reliant l'alternateur et le circuit à mesurer. Un voltmètre électrostatique à spot lumineux était employé pour la mesure de la différence de potentiel appliquée et une balance de Kelvin servait à la mesure de l'intensité du courant dans le circuit. Les courants alternatifs étaient produits par deux types distincts de machines donnant des formes d'ondes très différentes. Toutes les mesures faites aux fréquences 50 et 100 étaient effectuées avec un alternateur Siemens, dont la forme d'ondes était représentée très exactement par la série

$$216 \sin \omega t + 0,76 \sin 3\omega t + 12,6 \sin 5\omega t - 2,6 \sin 7\omega t + 0,52 \sin 9\omega t.$$

La plupart des expériences avec la fréquence 25 furent faites avec un alternateur Siemens à inducteur tournant dont la forme d'onde présentait des harmoniques supérieurs marqués, dus aux encoches dans lesquelles étaient placés les enroulements induits. Dans tous les cas, la tension de réactance a été supposée égale à $2\pi f Lx$, en appelant f la fréquence, L le coefficient de self-induction et x le courant.

Les premières expériences furent faites pour déterminer l'accroissement de résistance ohmique du rail sous l'effet du passage des courants alternatifs. Les rails étaient placés sur la terre : ils étaient reliés à une extrémité par des rails-bonds en cuivre et étaient connectés à l'autre extrémité au générateur de courants alternatifs. Les résultats de ces expériences sont indiqués par les tableaux I et II.

TABLEAU I

COURANT EFFICACE x en ampères	CHUTE DE TENSION Rx à courant continu	Deux rails parallèles à 1,25 cm d'intervalle. — Température : environ 10°. FRÉQUENCE 100			FRÉQUENCE 50			FRÉQUENCE 27		
		L en 10^{-6} Henrys	CHUTE de tension inductive volts	RAPPORT des résistances en alternatif et continu	L en 10^{-6} Henrys	CHUTE de tension inductive volts	RAPPORT des résistances	L en 10^{-6} Henrys	CHUTE de tension inductive volts	RAPPORT des résistances
50	0,089	19.5	0,85	6.67	25	0.46	2.68	31	0.28	1,91
100	0.18	21.0	1,88	7,45	27	1,14	4,24	36	0,75	2,99
150	0,269	22.5	3,05	8.17	29	1.9	4.89	41	1,4	4,01
200	0,36	24.0	4.65	9.83	31	3,0	6.33	46	2.2	4,86

TABLEAU II

COURANT EFFICACE x en ampères	CHUTE DE TENSION en courant continu Rx	DEUX RAILS PARALLÈLES A 31,4 CM DE DISTANCE. FRÉQUENCE 100			FRÉQUENCE 50	FRÉQUENCE 27	FRÉQUENCE 12
		L en 10^{-6} Henrys	CHUTE inductive volts	RAPPORT des résistances	L en 10^{-6} Henrys	L en 10^{-6} Henrys	L en 10^{-6} Henrys
50	0,089	25.0	1,1	8.69	33,5	41,5	50
100	0.18	29.5	2,3	7.6	36	44.5	57
150	0,269	31,5	2.7	8.22	39	46,0	64
200	0.36	33,5	5.7	10.67	42	48	71

On voit que, pour une fréquence donnée, le rapport de la résistance ohmique pour courant alternatif et pour courant continu est d'autant plus grand que l'intensité du courant est plus considérable. La proximité des rails parallèles n'augmente pas beaucoup la résistance.

Les expériences suivantes furent faites d'abord avec un rail et un conducteur de retour aérien en cuivre, et ensuite avec deux rails en parallèle à des distances de 45 cm. et de 1 m. 42 avec le même conducteur aérien pour le retour du courant. Les rails étaient placés sur la terre dans la position qu'ils occupent en pratique : le conducteur aérien était formé par un câble torsadé de 8,25 mm. de diamètre. On déterminait d'abord la résistance ohmique opposée au courant alternatif à la fréquence particulière et ensuite la f. é. m. de self-induction. La résistance ohmique est donnée par le tableau I et, au moyen de cette résistance, on calculait la différence de potentiel entre les extrémités d'une longueur de rail de 1 mille (1.609 mètres). Pour trouver la chute inductive par mille de ces portions de rail du circuit, on corrigeait d'abord le coefficient de self-induction L pour les portions verticales des conducteurs de cuivre qui, à chaque extrémité, complétaient le circuit rectangulaire. La self-induction due aux conducteurs en cuivre était ensuite calculée et sa valeur était soustraite de la valeur corrigée de la self-induction L. On obtenait ainsi la self-induction L' dont on se servait dans la formule $2\pi f L'x$ pour trouver la chute inductive (réactance) de tension due à la portion de rail seule. La chute totale (impédance) due à la portion de rail seule était ensuite obtenue en composant la chute ohmique et la chute inductive par mille. Les résultats obtenus sont indiqués sur le tableau III.

Le rapport de la chute totale dans le rail due au courant alternatif et au courant continu est une fonction du courant, comme on pouvait s'y attendre, étant donnée la courbe d'aimantation du fer. Dans les mêmes conditions de fréquence du courant et de hauteur du conducteur aérien, le circuit à un rail présente une self-induction plus considérable que le circuit à deux rails. Les valeurs du rapport des chutes de tension dues au courant alternatif et au courant continu sont

TABLEAU III

Courant efficace : ampères	Chute de tension Rx à courant continu		L pour tout le circuit	Fréquence 100						L pour tout le circuit	Fréquence 50						L pour tout le circuit	Fréquence 27						
					Par mille de rail							Par mille de rail							Par mille de rail					
	Pour tout le circuit	Par mille de rail		L' pour 18 mètres de rail	Chute inductive	Chute ohmique	Chute totale	Rapport des résistances	Chute totale pour tout le circuit		L' pour 18 mètres de rail	Chute inductive	Chute ohmique	Chute totale	Rapport des résistances	Chute totale pour tout le circuit		L' pour 18 mètres de rail	Chute inductive	Chute ohmique	Chute totale	Rapport des résistances	Chute totale pour tout le circuit	
50	0.66	3.92	55.1	17.2	47.5	26.1	54.1	13.8	2.1	56.0	18.1	25.0	10.6	27.1	6.92	1.15	66.0	28.1	21.0	0.149	22.2	5.68	0.9	(1)
100	1.32	7.84	57.6	19.7	108.0	58.4	123.0	15.7	4.0	59.0	21.1	58.3	29.8	65.5	8.35	2.55	71.0	33.1	49.4	0.227	54.4	6.94	2.05	
150	1.98	12.5	60.1	22.2	184.0	96.0	208.0	16.6	6.1	62.0	24.1	100.0	58.8	116.0	9.26	3.9	74.0	36.1	80.8	0.298	92.5	7.39	3.1	
200	2.64	15.7	63.0	25.1	277.0	154.0	318.0	20.4	8.1	65.0	27.1	150.0	94.0	177.0	11.3	5.2	78.0	40.1	119.8	0.376	141.0	9.0	3.9	
							moy.	16.6						moy.	8.7						moy.	7.2		
50	0.57	3.92	46.0	16.9	46.6	26.1	53.4	13.6	1.75	50.0	20.9	28.9	10.6	30.8	7.85	1.05	59.0	29.9	22.3	0.149	23.5	6.0	0.75	(2)
100	1.14	7.84	48.0	18.9	104.0	58.4	119.4	14.2	3.5	52.0	22.9	63.3	29.8	70.0	8.93	2.3	61.0	31.9	47.6	0.227	52.7	6.73	1.9	
150	1.71	12.5	50.0	20.9	173.0	96.0	198.0	15.8	5.4	53.0	23.9	99.1	58.8	115.0	9.18	3.4	63.0	33.9	75.9	0.298	88.1	7.05	2.85	
200	2.28	15.7	52.0	22.2	245.0	154.0	290.0	18.5	6.8	55.0	25.9	143.0	94.0	171.0	10.9	4.7	65.0	35.9	107.0	0.376	131.0	8.35	3.75	
							moy.	15.5						moy.	9.2						moy.	7.0		
50	0.61	1.96	50.0	12.1	33.4	12.7	35.6	18.2	1.75	50.0	12.1	16.7	4.5	17.3	8.82	1.04	57.0	19.1	14.2	0.0549	14.4	7.37	0.65	(3)
100	1.23	3.92	50.3	12.4	68.5	26.2	73.4	18.7	3.4	50.3	12.4	34.2	11.0	35.9	9.16	2.1	57.5	19.6	29.2	0.0745	30.1	7.68	1.75	
150	1.84	6.26	51.0	13.1	108.4	41.7	116.2	18.6	5.1	51.0	13.1	54.2	19.3	57.5	9.18	3.15	59.0	21.1	47.2	0.0941	49.4	7.88	2.5	
200	2.46	7.84	51.5	13.6	149.8	59.6	161.2	20.6	6.8	51.5	13.6	74.9	29.8	80.6	10.3	4.25	60.0	22.1	65.9	0.114	69.7	8.9	2.9	
							moy.	19.0						moy.	9.36						moy.	7.96		
50	0.55	1.96	37.0	7.9	21.8	12.7	25.2	12.8	1.45	37.0	7.9	10.9	4.5	11.8	6.01	0.75	45.0	15.9	11.9	0.0549	12.2	6.23	0.55	(4)
100	1.09	3.92	39.0	9.9	54.6	26.2	60.5	15.4	2.75	39.0	9.9	27.3	11.0	29.4	7.51	1.8	47.0	17.9	26.7	0.0745	27.7	7.07	1.5	
150	1.64	6.26	40.0	10.2	84.6	41.7	94.3	15.1	4.3	40.0	10.2	42.3	19.3	46.5	7.43	2.7	49.0	19.9	44.5	0.0941	46.7	7.45	2.15	
200	2.18	7.84	42.0	12.2	137.0	59.6	148.0	18.9	5.9	42.0	12.2	68.5	29.8	74.7	9.53	3.6	51.0	21.9	65.3	0.114	69.1	8.82	2.6	
							moy.	15.5						moy.	7.62							7.4		

(1) Un rail et le conducteur à 3 m. 60 au-dessus.
(2) Un rail et le conducteur à 1 m. 80 au-dessus.
(3) Deux rails et le conducteur à 3 m. 60 au-dessus.
(4) Deux rails et le conducteur à 1 m. 80 au-dessus.

indiquées, en fonction de la hauteur du conducteur aérien, par le tableau IV. Le tableau IV indique les valeurs de ce rapport en fonction de la fréquence, pour des fréquences comprises entre 15 et 100 périodes par seconde.

TABLEAU IV

HAUTEUR du CONDUCTEUR de CUIVRE au-dessus DE LA TERRE	RAPPORT DES CHUTES DE TENSION POUR COURANTS ALTERNATIFS ET COURANT CONTINU					
	FRÉQUENCE 27		FRÉQUENCE 50		FRÉQUENCE 100	
	1 rail	2 rails	1 rail	2 rails	1 rail	2 rails
1 m. 80	6,8	7,3	8,3	8,3	15,6	16.6
3 m. 60	7,2	7,8	9,2	9,2	16,5	18,0
5 m. 40	7,8	8,4	10,0	10,0	17,7	19,2
7 m. 20	8,2	9,0	10,5	10,5	18,6	20,5

TABLEAU V

FRÉQUENCE	RAPPORT DES CHUTES DE TENSION POUR COURANTS ALTERNATIFS ET COURANT CONTINU					
	3 m. 60		5 m. 40		7 m. 20	
	1 rail	2 rails	1 rail	2 rails	1 rail	2 rails
15	6,2	6,8	6,7	7,4	7,0	7,8
25	7,0	7,7	7,5	8,2	8,0	8,8
35	8,0	8,6	8,4	9,2	9,0	9,7
50	9,2	9,8	10,0	10,6	10,5	11,5
75	12,6	13,6	13,0	14,0	13,8	15,0
100	16,5	18,0	17,7	19,2	18,6	20,5

Ces expériences montrent les valeurs importantes qu'atteint la self-induction des rails en acier. Un courant longitudinal traversant un milieu d'une perméabilité aussi élevée que celle du fer augmente énormément la self-induction aux fréquences étudiées. Pour rendre ce fait plus net, on a détaché le conducteur aérien et on l'a placé sur le rail. Le circuit ainsi formé par le conducteur et par un rail a une self-induction de 29×10^{-6} henrys à la fréquence 50 quand le courant a une intensité de 150 ampères, et une self-induction de 36×10^{-6} henrys à la fréquence 23 pour la même valeur du courant. En comparant ces chiffres avec ceux obtenus pour le même courant et la même fréquence quand le conducteur aérien était placé à 3 m. 60 de hauteur, on voit que la couche d'air de 3 m 60 double environ la self-induction du circuit.

R. R.

Nouveau système de rails pour voies de tramways. — *The Electrician*, 9 février 1906.

Ce système a été imaginé pour permettre des réparations et un renouvellement simples, faciles, et peu coûteux des voies de tramways. Le rail est en deux parties, comme l'indique la figure 1. La partie inférieure est fixée d'une façon définitive sur les traverses, et la partie supérieure peut être remplacée avec facilité. Cette opération faite par une machine spéciale

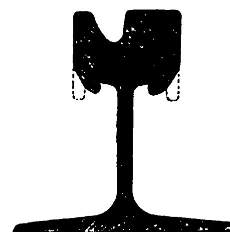


Fig. 1.

comprenant deux rouleaux qui serrent les deux lèvres inférieures de la pièce mobile et les rabattent sous la tête de la pièce fixe, n'exige pas que l'on fasse des travaux considérables de voirie : il suffit de dégager vingt centimètres de part et d'autre du sommet du rail. Pour enlever une portion usée de la partie inférieure du rail, on emploie une machine qui creuse, dans l'un des bords rabattus, une gorge profonde. Le nouveau système permet de réaliser une économie de 53 % sur les frais de renouvellement de la voie, par rapport à l'ancien système. En outre, cette opération du renouvellement peut être faite très rapidement et sans interruption de la circulation publique.

R. R.

Expériences comparatives sur la soudure électrique des rails et la soudure à l'alumino-thermie. — **Kirsch.** *Elektrotechnik und Maschinenbau* 18 février 1906.

L'auteur a fait, au laboratoire du muséum de Vienne, des expériences comparatives sur les procédés de soudure des rails électrique et thermique. Dans les essais de flexion avec des por-

tées de 0,9 mètre, le rail soudé électriquement a présenté une résistance de 35,2 kgr. par mm^2 : la surface des parties rompues indique que la soudure ne s'est produite qu'au pied et au sommet du rail et n'embrasse qu'environ la moitié de la section. Le rail soudé à l'alumino-thermie a présenté une résistance de 53,1 kgr. par mm^2 : la rupture s'est produite à la place de la soudure au sommet du rail, mais à côté de celle-ci sur le corps et le pied du rail. Les expériences de résistance à la traction ont également montré la supériorité nette du procédé thermique sur le procédé électrique. Les charges de rupture ont atteint 56 kgr. par mm^2 pour les rails soudés à l'alumino-thermie, et 32,5 kgr. par mm^2 pour les rails soudés électriquement. Les expériences ont montré que les charges de rupture varient beaucoup dans les différentes parties d'une même section.

O. A.

Soudure électrique des rails en Amérique.

La Compagnie Lorain Steel a récemment passé un contrat pour la soudure de 3.087 joints de rails sur les tramways de le « Public Service Corporation ». La décision prise par la Compagnie exploitante a pour but d'une part l'amélioration de la voie, et d'autre part l'obtention d'une meilleure conductibilité pour le retour du courant de traction. Le prix total d'un joint payé par la Compagnie est de 26 fr. 25; le prix de revient d'un joint comprend 10 fr. 50 pour le travail et 1 fr. pour la matière première. Si l'on ajoute au prix d'un joint le prix du dépavage et du pavage, on arrive à un total de 37 fr. 50 par joint. La dépense qui résulte de l'emploi des joints soudés est amplement compensée par l'accroissement de la durée utile de la voie, qui, d'après toutes les données expérimentales, s'élève au double environ de la durée d'une voie simplement éclissée. A cela s'ajoute l'avantage d'une douceur de roulement incomparable, qui diminue considérablement la fatigue du matériel roulant et particulièrement la détérioration des moteurs qui sont supportés directement par les essieux et qui subissent tous les chocs répétés au passage des joints.

R. R.

APPLICATIONS MÉCANIQUES

Dispositif pour la commande à distance d'appareils électriques sans conducteurs spéciaux. — **Multhauf.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 8 février.

Dans un grand nombre d'applications il serait très utile de pouvoir commander à distance, d'un point central, des appareils électriques répartis en différents points. Tel est le cas des postes de transformateurs, pour la mise en circuit ou hors circuit d'une unité, et surtout le cas des compteurs à double tarif qui, à partir d'une heure déterminée, doivent enregistrer d'une façon différente l'énergie consommée. Tous les appareils reposant sur l'emploi de deux ou même d'un conducteur spécial sont évidemment à rejeter, car leur emploi entraîne des complications et des dépenses importantes.

L'auteur décrit un dispositif qui donne une solution complète du problème et il n'exige aucun conducteur spécial et utilise les conducteurs qui servent à amener le courant principal. Ce dispositif repose sur l'emploi de courant alternatif ou de courant pulsatoire de fréquence réglable que l'on surperpose au courant principal. Ce courant agit, aux points où il y a lieu de commander des appareils, sur un relais de résonance, que l'on peut nommer récepteur, en désignant sous le nom de transmetteur le dispositif qui sert à émettre les courants alternatifs ou pulsatoires de fréquence réglable. Le récepteur consiste essentiellement en languettes d'acier de différentes fréquences d'oscillations placées sous un électro-aimant excité par le courant alternatif ou pulsatoire. Sous l'influence du champ magnétique oscillant, ces languettes entrent en vibrations, dont l'amplitude peut atteindre 20 mm., et, dans ces conditions, ferment soit mécaniquement, soit par l'intermédiaire d'un circuit électrique, un relais qui commande l'appareil à actionner.

Une forme assez commode du relais de résonance est la suivante (figure 1). Un électro-aimant *m* agit sur des languettes élastiques en acier f_1, f_2 : la fréquence normale étant de 50 périodes, on règle ces languettes pour 49 et pour 51 périodes. Quand la fréquence atteint cette valeur, la languette supérieure f_2 entre en vibration et ferme directement ou indirectement le contact *k*, par exemple par l'intermédiaire d'un levier L en équilibre instable. Le courant circulant dans le circuit auxiliaire actionne un

électro-aimant *s* qui effectue les manœuvres nécessaires pour la commande des appareils. Cet état de choses se maintient tant que la fréquence est supérieure à 50 périodes par seconde. Si on l'abaisse à 49 périodes par seconde, la languette inférieure f_1 entre en vibrations et rejette le levier en arrière, ouvrant ainsi le contact *k*. On peut, au lieu de deux languettes, en placer plusieurs répondant à différentes fréquences, s'il y a plusieurs manœuvres différentes à effectuer. Dans beaucoup d'applications, on peut supprimer le circuit *k* et faire produire directement par le levier L la manœuvre à effectuer.

Pour éviter que des variations rapides de

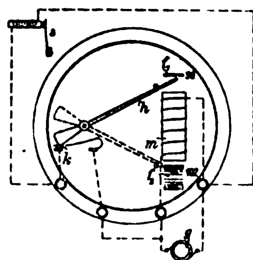


Fig. 1.

fréquence accidentelles actionnent le relais, on peut établir celui-ci avec un dispositif tel que son action soit différée. Pour cela on peut, par exemple, faire passer le courant du circuit auxiliaire, fermé par la languette vibrante, dans un fil qui s'échauffe et qui, placé dans un récipient contenant de l'air et muni d'un tube en U contenant du mercure provoque, par la dilatation progressive du gaz, une élévation de la colone de mercure qui, à une certaine hauteur, ferme un circuit approprié.

E. B.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Sur la résistance opposée par des bobines aux oscillations électriques rapides. — **Black.** — *Drudes Annalen*, janvier 1906.

Dans leurs recherches sur les décharges oscillantes des condensateurs, Batelli et Magri ont déterminé la résistance opposée par des fils enroulés sous forme de bobines aux courants de haute fréquence et ont trouvé que celle-ci est plus élevée que la résistance des mêmes fils rectilignes. Leurs bobines avaient de très faibles diamètres et un très petit pas, et ne correspondent qu'à un petit nombre de cas pratiques.

La résistance des bobines a été étudiée théoriquement par Wien et par Sommerfeld. Le premier a considéré seulement le cas d'oscillations relativement lentes, tandis que le second a envisagé les oscillations de grande fréquence telles que celles employées en télégraphie sans fil. Il a remplacé, dans son étude, les bobines employées en pratique de longueur et de pas finis par des tubes de longueur infinie parcourus par des courants cycliques. Il a pu ainsi poursuivre le calcul sans se heurter à des difficultés mathématiques trop considérables. Mais, d'autre part, sa théorie ne peut pas donner une idée de l'influence de la longueur et du pas de la bobine et permet des résultats qualitatifs, mais non quantitatifs. L'auteur s'est proposé de faire une étude expérimentale systématique propre à donner une idée des phénomènes en jeu dans les oscillations rapides.

La méthode d'expériences est la suivante. La résistance effective w par unité de longueur d'un conducteur pour des oscillations est définie par la condition suivante : $w\int_0^{mT} i^2dt$ est la quantité de chaleur développée pendant *m* périodes complètes T dans l'unité de longueur du conducteur, *i* étant le courant total qui passe au temps *t* dans la section *q* du conducteur.

Si l'on intercale dans le même circuit oscillant un fil rectiligne et une bobine faite de ce même fil, les quantités de chaleur dégagées au bout d'un certain temps sont entre elles comme la résistance effective de la bobine et la résistance effective du fil rectiligne.

On a donc :

$$\frac{Q_s}{Q} = \frac{\int_0^{mT} w_s l_s i^2 dt}{\int_0^{mT} w l i^2 dt} = \frac{w_s l_s}{w l}. \qquad (1)$$

Q_s désignant la quantité de chaleur dégagée dans la bobine ;

w_s la résistance effective par unité de longueur du fil de la bobine ;

l_s la longueur de fil de la bobine ;

Q, w, l les mêmes grandeurs pour le fil rectiligne.

Si l'on introduit la bobine et le fil rectiligne chacun dans un calorimètre, une certaine déviation α_s correspond à la quantité de chaleur Q_s et une déviation α à la quantité de chaleur Q. On peut alors déterminer d'après ces déviations la la valeur du rapport Q_s/Q.

La meilleure façon de procéder est la suivante. On fait passer du courant continu dans la bobine et le fil rectiligne et l'on règle par dérivation les courants dans ces deux branches de telle façon que l'on ait, pour des mêmes temps d'opération, les mêmes déviations α_s et α, et, par suite, les mêmes quantités de chaleur Q_s et Q qu'auparavant, quand la bobine et le fil étaient parcourus par le même courant oscillant. On a alors :

$$Q_s/Q = i_s^2 \frac{^2_s w_s}{i_2^2 w}$$

en appelant i_s le courant dans la bobine,

i le courant dans le fil,

w_s et w les résistances à courant continu de la bobine et du fil rectiligne. Le rapport $\frac{w_s}{w}$ est alors connu quand on a déterminé les courants i_s et i et les résistances à courant continu w_s et w. L'avantage de la méthode est qu'elle n'exige aucune correction.

Le dispositif expérimental employé par l'auteur était le suivant. Les calorimètres, constitués par des thermomètres à air de Riess, consistaient en deux tubes de verre dans lesquels étaient mastiqués d'une façon hermétique la bobine et le fil rectiligne. Chacun de ces tubes de verre était relié par un tube de caoutchouc avec un manomètre à alcool, terminé par un tube capillaire. Les deux tubes capillaires étaient placés l'un à côté de l'autre et formaient un petit angle par rapport à l'horizontale. Au moyen d'une lunette et d'une échelle, on pouvait connaître exactement les variations de pression dans les tubes. Ceux-ci étaient entourés d'ouate et les expériences étaient faites dans une cave où la température était à peu près constante. Pour éviter l'influence d'une variation de pression extérieure, on avait relié les capillaires avec un récipient qui, pendant les expériences, était fermé par un robinet. Les bobines, dont la résistance avait été déterminée, étaient enroulées sur des tubes d'ébonite. La longueur de fil était déterminée soigneusement.

Le circuit oscillant comprenait la bobine, dont la résistance w_s devait être déterminée, le fil rectiligne, une self-induction réglable qui permettait de modifier la fréquence des courants oscillants, deux bouteilles de Leyde, un éclateur à électrodes de zinc de 1,5 cm. de diamètre et une bobine d'induction alimentée généralement au moyen de courant continu avec un interrupteur Desprez.

Le circuit à courant continu qui avait, d'après l'équation (2), à déterminer la valeur du rapport Q_s/Q, comprenait la bobine et le fil, une résistance variable shuntant celui-ci, deux résistances étalon en constantan et une résistance de réglage permettant de modifier l'intensité totale du courant fourni au circuit par une batterie d'accumulateurs. Un galvanomètre très sensible, du type Deprez d'Arsonval, placé en shunt sur les résistances convenables, permettait de mesurer la valeur du rapport $i_s^2 w_s/i^2 w$ (équation 2).

La marche d'une expérience était la suivante. On amenait d'abord le circuit oscillant en résonance avec un circuit oscillant étalon de fréquence connue. Quand les manomètres indiquaient que tout était en équilibre calorifique, on fermait pendant un certain temps le circuit de la bobine d'induction. La durée de la fermeture du circuit n'était jamais supérieure à 1,5 minute et rarement inférieure à 1 minute. Après rupture du courant, on lisait les déviations dans les tubes capillaires. Ensuite on attendait que l'équilibre calorifique fût atteint et on faisait une nouvelle observation. Après cela, on employait le montage sur courant continu, et l'on réglait les résistances de telle façon que les mêmes déviations fussent obtenues dans les capillaires au bout du même temps. Ce réglage est très rapide quand on a un peu d'habitude. Enfin on déterminait, au moyen du galvanomètre, la valeur du rapport $i_s^2 w_s/i^2 w$ par le même courant.

Les résultats d'expérience sont indiqués sur le tableau I.

Les chiffres du tableau peuvent être garantis avec une exactitude de 3 % : ils contiennent les résultats de mesures finales répétées un grand

TABLEAU I

Résultats de mesures

BOBINE	DIAMÈTRE DU FIL en cm.	PAS D'ENROULEMENT en cm.	LONGUEUR DE LA BOBINE en cm.	DIAMÈTRE EXTÉRIEUR DE LA BOBINE en cm.	w_s/w CALCULÉ D'APRÈS SOMMERFELD	w_s/w DÉTERMINÉ EXPÉRIMENTALEMENT	FACTEUR DE CORRECTION pour les valeurs calculées d'après Sommerfeld
			Fréquence des oscillations par seconde = 1.10^6.				
1	0,15	0,25	20	1,7	3,35	1,89	0,56
2	0,15	0,25	20	3,2	3,35	1,88	
3	0,15	0,3	10	0,75	3,35	2,55	0,50
4	0,15	0,3	10	1,7	3,35	1,63	
5	0,15	0,3	10	3,2	3,35	1,60	
6	0,15	0,3	10	7,2	3,35	1,52	
7	0,15	0,3	20	0,75	3,35	1,55	
8	0,15	0,3	20	1,7	3,35	1,66	
9	0,15	0,3	20	3,2	5,35	1,66	
10	0,15	0,3	20	7,2	3,35	1,59	
11	0,15	0,5	20	1,7	3,35	1,25	0,38
12	0,15	0,5	20	3,2	3,35	1,26	
13	0,15	0,5	20	7,2	3,35	1,20	
14	0,15	0,5	20	1,7	3,35	1,29	
15	0,15	0,5	20	3,2	3,35	1,30	
16	0,15	0,5	20	7,2	3,35	1,25	
17	0,3	0,5	20	2,0	3,44	1,87	0,54
18	0,3	0,5	20	3,5	3,44	1,87	
19	0,3	0,5	20	7,6	3,44	1,85	
20	0,3	1,0	20	2,0	3,44	1,30	0,38
21	0,3	1,0	20	3,5	3,44	1,30	
22	0,3	1,0	20	7,6	3,44	1,28	
			Fréquence des oscillations par seconde = 5.10^6.				
8 a	0,15	0,3	20	1,7	3,46	1,72	0,50
17 a	0,3	0,5	20	2,0	3,51	1,86	0,53

nombre de fois. Les résultats généraux obtenus sont les suivants :

a) La résistance effective w_s de fils bobinés peut atteindre le double de la résistance w de fils rectilignes placés dans les mêmes conditions.

b) Si la fréquence et le rayon de fil sont suffisamment considérables pour que le facteur k [1] $= rn\sqrt{\frac{n\sigma}{2}}$ soit grand par rapport à l'unité, r désignant le rayon du fil, n la fréquence par seconde et σ la conductibilité du fil, c'est-à-dire si, dans le cas du conducteur rectiligne, le passage du courant s'effectue uniquement par les couches superficielles, le rapport w_s/w dépend très peu de la fréquence et du diamètre de la bobine.

c) Le rapport w_s/w est, pour un même pas et dans les mêmes conditions, d'autant plus grand que le rayon du fil est plus grand.

d) Il est comme on pouvait s'y attendre, d'autant plus grand que le pas est plus petit et que le rapport de la longueur de la bobine au

[1] Dans les expériences de l'auteur, les valeurs de k ont été 4,03 ; 8,06 ; 9,0 ; 18,01 ; pour des diamètres $2r$ de 0,15 ; 0,3 ; 0,15 ; 0,3 cm. et des fréquences de 1.10^6 ; 1.10^6 ; 5.10^6 ; 5.10^6 par seconde.

diamètre de celle-ci est plus grand. Mais si ce rapport atteint 6 à 10, la valeur de w_s/w ne croît plus que très peu.

Si l'on compare ces résultats avec ceux de Sommerfeld, on trouve que l'équation de cet auteur montre qualitativement que :

a) Le rapport w_s/w est indépendant du diamètre de la bobine pour un même rayon du fil.

b) tant que k est plus petit que 6, la valeur du rapport w_s/w croît avec la fréquence et avec le rayon du fil, mais cela d'autant moins vite que la valeur de k est plus élevée.

c) Plus la valeur de k est élevée, et plus la valeur du rapport w_s/w s'approche d'une valeur constante indépendante de la fréquence et du rayon du fil, valeur atteinte quand k est à peu près égal à 6.

Les résultats de l'auteur montrent l'exactitude de ces conclusions *a*) et *b*) de l'équation de Sommerfeld. L'exactitude de la conclusion *c*) n'est confirmée qu'en ce qui concerne l'indépendance existant entre le rapport w_s/w et la fréquence pour $k > 6$: d'après les mesures, il n'est pas indépendant du rayon du fil. Il est très vraisemblable que, pour ce point particulier, la théorie dans laquelle on remplace par un tube des bobines de pas fini ne doit pas être applicable rigoureusement.

Tout ce qui précède s'applique exclusivement au cas de bobines dont la longueur axiale n'est pas petite par rapport au diamètre. Mais, outre ce genre de bobines, on emploie souvent, dans des expériences de laboratoire effectuées avec des oscillations rapides et dans la pratique de la télégraphie sans fil, des bobines composées d'un petit nombre de tours de diamètre relativement très grand.

L'auteur a déterminé pour ce genre de bobines la valeur du rapport w_s/w par la même méthode que précédemment. La seule différence dans le dispositif était que le récipient en verre contenant la bobine était parallèlipipédique et était fermé par une glace soudée au moyen de mastic à la colophane. Les mesures ont montré que, pour la même fréquence et pour le même diamètre des tours, le rapport w_s/w croît avec le nombre de tours et avec la diminution du pas ou l'augmention du rayon du fil : il semble que, pour une même fréquence et un même diamètre de bobine, la valeur du rapport dépende seulement du rapport du rayon du fil au pas d'enroulement. Le tableau II indique les résultats obtenus.

TABLEAU II

BOBINE	DIAMÈTRE de la bobine	DIAMÈTRE du fil en cm	PAS EN CM	NOMBRE DE TOURS	$\frac{w_s}{w}$ mesure (1)	$\frac{w_s}{w}$ mesure (2)	$\frac{w_s}{w}$ moyenne
1	30	0,15	0,3	10	1,39	1,39(5)	1,39
2	30	0,15	0,3	5	1,27	1,31	1,29
3	30	0,15	0,5	10	1,12	1,12	1,12
4	30	0,3	0,5	5	1,47	1,47	1,47
5	30	0,3	1,0	5	1,14	1,12	1,13

La valeur absolue relativement grande du rapport w_s/w est remarquable et dépasse ce que l'on pouvait prévoir pour des bobines de grand diamètre comprenant peu de tours de fil.

R. V.

MESURES

***Mesures d'isolement au moyen du voltmètre électrostatique.* — J. Sahulka. — *Elektrotechnische Zeistchrift*.**

Le voltmètre électrostatique n'a été employé jusqu'à présent qu'aux mesures de très hautes résistances d'isolement par la méthode de Siemens, par exemple à la mesure de la résistance d'isolement de faibles longueurs de câbles. Dans cette méthode, on charge un condensateur dont le diélectrique est en parallèle avec la résistance d'isolement à mesurer. Plus celle-ci est faible et plus le condensateur chargé se décharge vite : la résistance d'isolement peut donc être déduite de l'état de charge du condensateur au bout d'un temps déterminé, la tension de charge au condensateur étant mesurée au moyen d'un voltmètre électrostatique. La méthode a été modifiée en plaçant entre une source de courant et le condensateur la résistance d'isolement à mesurer, de façon que le condensateur se charge lentement. La charge acquise au bout d'un certain temps, détermine la valeur de l'isolement ; dans ce cas encore la tension de charge au condensateur est mesurée au moyen d'un voltmètre électrostatique.

L'auteur montre comment le voltmètre électrostatique peut être employé à la mesure de résistances d'isolement telles que celles que l'on rencontre dans les essais de câbles et dans les installations électriques qui peuvent, d'ailleurs, être en fonctionnement. Le voltmètre doit avoir une graduation correspondant seulement à la tension de fonctionnement et il faut une résistance dont la valeur dépend de la grandeur de la résistance à mesurer : ces conditions sont faciles à remplir.

Mesure d'isolement au moyen du voltmètre électrostatique de câbles ou d'installations non en fonctionnement par la méthode de la déviation directe. — Comme dans la méthode de la déviation directe, un pôle de la source de courant est mis à la terre et l'autre pôle, après intercalation d'une résistance w, est connecté à l'âme du câble. Soit x la résistance d'isolement cherchée : le voltmètre électrostatique v est relié à un commutateur et peut mesurer la différence de potentiel e de la source de courant, c'est-à-dire la différence de potentiel aux bornes de la résistance $(w+x)$ ou la différence de potentiel e' aux bornes de la résistance d'isolement x seule. La résistance w doit être choisie de telle façon qu'il s'y produise une chute de tension sensible, de sorte que l'on ait $e' < e$. D'après la grandeur de la résistance d'isolement, on emploie en w une résistance en graphite ou bien une boite ordinaire de 50 000 ohms ou 100 000 ohms. Il suffit qu'il y ait en w une chute de quelques pour cent de la tension. Comme les résistance w et x sont parcourues par le même courant i, on a

$$\frac{w+x}{x} = \frac{e}{e'}$$

d'où $$x = \frac{we'}{e-e'}.$$

La mesure de la résistance d'isolement est faite dans ce cas comme la détermination d'une résistance, par comparaison de la chute de tension avec celle qui se produit aux bornes d'une résistance comme placée en série.

Exemples :

Une installation privée très bien isolée, pour distribution à 3 fils (2×110 volts) fut essayée avec intercalation d'une boîte de résistances branchée sur l'un des pôles d'une batterie de mesure dont le second pôle était à la terre. La différence de potentiel de fonctionnement était : $e = 110{,}8$ volts

En choisissant pour la résistance intercalée la valeur $w = 100\,000$ ohms, la différence de potentiel aux bornes de la résistance d'isolement était :

$$e' = 101{,}4 \text{ volts}.$$

Il en résulte

$$x = \frac{100\,000 \,.\, 101{,}4}{110{,}8 - 101{,}4} = 1\,072\,000 \text{ ohms}.$$

Dans une autre installation à 3 fils on avait :

$$e = 111 \text{ volts} \quad w = 11\,000 \text{ ohms} \quad e' = 91{,}7 \text{ volts}$$

d'où $$x = 210\,000 \text{ ohms}.$$

Mesure d'isolement au moyen du voltmètre électrostatique dans des installations à courant continu à deux ou plusieurs conducteurs pendant le fonctionnement. — Soient $L_1 L_2 \ldots$ les conducteurs, $f_1 f_2 \ldots$ les résistances d'isolement par rapport à la terre, $i_1 i_2 \ldots$ comptés dans le sens des conducteurs vers la terre, les courants dérivés à travers ces résistances. La résistance totale d'isolement x de l'installation est toujours donnée par la formule :

$$\frac{1}{x} = \frac{1}{f_1} + \frac{1}{f_2} + \ldots \qquad (2)$$

Soient $v_1 v_2 \ldots$ les potentiels qu'ont les conducteurs par rapport à la terre, lorsqu'il n'y a aucune résistance additionnelle entre les deux ; les valeurs de ces potentiels ne dépendent que des résistances d'isolement et des tensions d'alimentation entre les conducteurs. Ces dernières ne sont en général pas exactes et seront désignées par $e_1 e_2 \ldots$ Les formules pour les potentiels des conducteurs par rapport à la terre ont déjà été indiquées. Si l'on place une résistance appropriée w en parallèle avec l'une des résistances d'isolement f, le potentiel du conducteur par rapport à la terre est modifié ; les valeurs sont obtenues en remplaçant, dans les formules des potentiels, la valeur f par la résistance commune de f et w, c'est-à-dire en introduisant au lieu de $\frac{1}{f}$ l'expression $\frac{1}{f} + \frac{1}{w}$; au lieu de $\frac{1}{x}$ on devra aussi introduire la valeur $\frac{1}{x} + \frac{1}{w}$.

La résistance d'isolement de l'installation peut être déterminée par les méthodes connues de Frisch ou Frölich. Dans les deux cas, on peut avantageusement employer comme appareil de mesure un voltmètre électrostatique.

Dans la méthode de Frisch, appliquée au cas

d'une installation à deux conducteurs, on branche un voltmètre ordinaire de résistance w d'abord entre le conducteur positif et la terre, puis entre le conducteur négatif et la terre. En appelant V'_1 et V'_2 les lectures dans le sens indiqué et e la tension d'alimentation, on a

$$x = w\left(\frac{e}{V'_1 - V'_2} - 1\right) \qquad (3)$$

La valeur de V'_2 est toujours négative dans ce cas, et la différence $V'_1 - V'_2$ est en réalité une somme. La mesure ne donne aucun résultat lorsque la valeur $(V'_1 - V'_2)$ n'est pas plus petite que e. Si c'était le cas, il faudrait employer un autre voltmètre de résistance plus faible, ou même éventuellement un ampèremètre avec une résistance en série. Si ce dernier et la résistance en série ont ensemble une résistance w et si les lectures faites entre L_1 et la terre et entre L_2 et la terre, comptées dans le sens indiqué, sont i'_1 et i'_2, on a :

$$x = \frac{e}{i'_1 - i'_2} w \qquad (4)$$

La mesure ne donne de résultat que quand la différence $i'_1 - i'_2$ qui, dans le cas présent, est une somme, n'est pas plus petite que la valeur du courant qui passerait à travers l'ampèremètre et la résistance en série si ceux-ci étaient branchés directement entre les conducteurs. Si cette condition n'est pas remplie, il faut recommencer la mesure en diminuant w, ou bien éventuellement prendre un ampèremètre construit pour une plus forte intensité. La méthode de Frisch peut être appliquée aux systèmes à plusieurs conducteurs.

Comme on ne connaît pas la résistance d'isolement de l'installation depuis le début, il est généralement nécessaire, avec la méthode de Frisch, de recommencer la mesure, car on ne sait jamais si la résistance et l'instrument de mesure sont appropriés.

On évite cet inconvénient en employant un voltmètre électrostatique comme instrument de mesure, avec une résistance w en dérivation. Si l'on branche le voltmètre sans la résistance entre un conducteur et la terre, on peut lire directement la différence de potentiel qui existe entre ces deux points et correspond à la résistance d'isolement. Ensuite on branche en parallèle avec le voltmètre une résistance w qui doit être choisie de telle façon que l'indication du voltmètre diminue d'une façon sensible, c'est-à-dire d'au moins quelques pour cent: cela est très facile à réaliser dans tous les cas. Le voltmètre électrostatique avec la résistance en parallèle remplace dans la méthode de Frisch l'instrument de mesure de sensibilité appropriée. La résistance w doit être du même ordre de grandeur que la résistance d'isolement, et la valeur nécessaire est très facile à reconnaître au voltmètre électrostatique, car il suffit de la choisir telle qu'elle produise une diminution dans la lecture.

La mesure d'isolement est encore plus facile lorsqu'on emploie la méthode de Frölich, avec un voltmètre électrostatique comme appareil de mesure. Dans ce cas, il suffit, dans les installations à plusieurs conducteurs, de brancher le voltmètre entre un conducteur extérieur et la terre. Dans cette méthode, on intercale entre un conducteur L_1, par exemple, et la terre un galvanomètre de grande résistance g. La présence du galvanomètre modifie le potentiel du conducteur par rapport à la terre : soit V_1' la valeur lue. Ensuite, on place en dérivation sur le galvanomètre une résistance w choisie de telle façon que l'indication de ce dernier tombe à une valeur V_1''. La résistance d'isolement x de l'installation est déterminée par la formule :

$$\frac{1}{x} = \frac{V'_1}{w(V'_1 - V''_1)} - \frac{1}{g} \qquad (5)$$

Si l'on emploie un voltmètre électrostatique au lieu d'un galvanomètre, on a $g = \infty$. En branchant le voltmètre entre le conducteur L_1 et la terre, on mesure directement la différence de potentiel V_1 entre ces deux points correspondant aux résistances d'isolement. Ensuite on place en dérivation sur le voltmètre une résistance w telle que les indications de l'appareil diminuent au moins de quelques pour cent. Soient V_1' la valeur lue, on a :

$$\frac{1}{x} = \frac{V'_1}{w(V_1 - V'_1)}$$

d'où

$$x = w\left(\frac{V_1}{V'_1} - 1\right). \qquad (6)$$

La formule est encore exacte lorsque les différences de potentiel partielles d'un système à plusieurs conducteurs sont inégales, et lorsqu'elles sont simplement constantes pendant la durée de la mesure. On peut brancher le voltmètre sur chaque conducteur, à l'exception du fil neutre ; le potentiel de ce dernier par rapport à la terre est trop faible pour que l'on puisse employer le voltmètre. L'avantage que présente la mesure avec voltmètre électrostatique consiste en ce que

la formule 6 est beaucoup plus simple que la formule 5, sans que pour cela on ait laissé aucun terme de côté

Développons les formules dans le cas d'un système à deux conducteurs et dans le cas d'un système à 3 conducteurs : Dans le premier cas on a

$$\frac{V_1}{-V_2} = \frac{f_1}{f_2} \quad V_1 - V_2 = e$$

d'où
$$V_1 = \frac{ef_1}{f_1 + f_2} = \frac{e\frac{1}{f_2}}{\frac{1}{x}}; \quad - V_2 = \frac{e\frac{1}{f_1}}{\frac{1}{x}}.$$

Si l'on branche le voltmètre en L_1, on observe la valeur V_1 ; en montant la résistance en parallèle, on trouve la valeur V'_1 ; il y a lieu de remplacer $\frac{1}{f_1}$ par $\frac{1}{f_1} + \frac{1}{w}$ et il en résulte :

$$V'_1 = \frac{e\frac{1}{f_2}}{\frac{1}{x} + \frac{1}{w}}$$

En divisant les expressions de V_1 et V_1', on obtient directement la formule (6), et par conséquent la valeur de la résistance d'isolement x. Si l'on substitue la valeur obtenue dans les formules de V_1 et $- V_2$, on obtient les valeurs des résistances d'isolement f_1 et f_2. Il suffit de brancher le voltmètre à un seul conducteur et la valeur : $- V_2 = e - V_1$ est connue quand on a lu V_1 et que l'on connaît la tension d'alimentation e.

Lorsque la résistance d'isolement x d'une installation à 3 fils doit être mesurée et que les différences de potentiels partielles e_1 e_2 sont supposées différentes, les potentiels V_1 V_2 V_3 des conducteurs L_1 L_2 L_3 par rapport à la terre peuvent être exprimées par les formules :

$$V_1 = \left(\frac{e_1}{f_2} + \frac{e_1 + e_2}{f_3}\right) : \frac{1}{x}$$

$$V_2 = \left(-\frac{e_1}{f_1} + \frac{e_2}{f_3}\right) : \frac{1}{x}$$

$$V_3 = \left(-\frac{e_2}{f_2} - \frac{e_1 + e_2}{f_1}\right) : \frac{1}{x}$$

Si l'on connecte le voltmètre à L_1, on trouve la valeur V_1. Si l'on place une résistance appropriée w en parallèle avec le voltmètre, on lit la valeur V_1'. Dans les formules précédentes, il faut remplacer $\frac{1}{f_1}$ par $\frac{1}{f_1} + \frac{1}{w}$ et $\frac{1}{x}$ par $\frac{1}{x} + \frac{1}{w}$. Il vient :

$$V'_1 = \left(\frac{e_1}{f_2} + \frac{e_1 + e_2}{f_3}\right) : \left(\frac{1}{x} + \frac{1}{w}\right)$$

En divisant l'une par l'autre les expressions de V_1 et V_1', on retrouve la formule (6). On voit de la même manière que la formule est valable dans le cas d'un système de distribution à 5 fils.

Ni dans le système à 2 conducteurs, ni dans le système à 5 conducteurs les résistances d'isolement des conducteurs individuels, ne peuvent être déduites des potentiels observés V ou V' ; pour leur détermination il faut recourir à la méthode déjà décrite.

Exemple :

Dans une installation à 3 fils en fonctionnement on avait $e_1 = e_2 = 123{,}0$ volts.

En branchant le voltmètre électrostatique en L_1 on trouva $V_1 = 126{,}2$ volts.

En ajoutant en parallèle avec le voltmètre une résistance $w = 5000$ ohms, on trouva

$$V'_1 = 97{,}7 \text{ volts.}$$

On en déduit, pour la résistance d'isolement x de l'installation, la valeur :

$$x : 5.000 \left(\frac{126{,}2}{97{,}7} - 1\right) = 1.450 \text{ ohms}$$

En branchant en parallèle une résistance $w = 3000$ ohms, on avait $V'_1 = 84.2$ volts

d'où l'on déduit $x = 1.500$ ohms

La moyenne est $x = 1.475$ ohms.

B. L.

***Sur les phasemètres et leur graduation. — Sumpner. — The Electrician*, 23 février 1906.**

Les phasemètres sont des appareils semblables aux voltmètres et aux wattmètres du type dynamométrique. La différence principale provient du nombre de circuits employés avec l'appareil. Les dynamomètres ordinaires ont des bobines pour deux circuits, l'une pour le système fixe, et l'autre pour le système mobile. Les phasemètres ont au moins trois de ces circuits et en ont fréquemment six. Quelques-unes des bobines forment le système fixe et les autres constituent le système mobile. La seule diffé-

rence est qu'il n'existe pas de ressort ni d'autre couple antagoniste.

En ce qui concerne la théorie de ces appareils, le nombre de bobines employées et leur disposition importe peu, pourvu que toutes les bobines du système mobile soient rapidement reliées ensemble et forment un tout; naturellement, la disposition des bobines, leur enroulement et leur mode de connexion avec le circuit déterminent la graduation de l'échelle. Pour plus de clarté, on supposera d'abord qu'il y a trois bobines dans le système fixe et que le système mobile consiste en une seule bobine contenant plusieurs tours de fil fin en série avec une résistance non inductive et soumise à l'une des tensions du circuit principal.

Si des courants passent dans toutes les bobines, la bobine mobile est soumise à trois couples dus chacun à l'une des bobines fixes. On peut considérer chacun séparément. Le courant dans la bobine fixe A_1 et le courant dans la bobine mobile V donnent un couple proportionnel au produit A_1 V pour une position quelconque des bobines fixes et mobile. Si la déviation de la bobine mobile change de position, ce qu'indique la déviation de l'aiguille, le couple est A_1V F_1, F_1 étant une quantité qui varie avec la déviation mais qui est constante pour toute déviation, quelque soient A_1 et V. Cela est vrai aussi bien sur courant continu que sur courant alternatif, pour un instant donné, et, si les courants varient, la seule modification est que la valeur moyenne de la variation du couple est égale au produit de F_1 par la valeur moyenne du produit A_1V. Dans ce qui suit, les valeurs moyennes des grandeurs seront indiquées par un trait placé au-dessus des lettres qui les représentent. Le couple moyen est donc $F_1\overline{A_1V}$. Si les courants dans les trois bobines fixes sont respectivement A_1, A_2, A_3, le couple résultant agissant sur la bobine mobile est

$$F_1\,\overline{A_1V} + F_2\,\overline{A_2V} + F_3\,\overline{A_3V} \qquad (1)$$

où F_1, F_2 et F_3 sont chacun des termes constants pour une déviation donnée de la bobine mobile, mais qui dépendent de cette déviation.

Si le couple résultant n'est pas nul, la bobine mobile tend à tourner, puisqu'il n'y a pas de ressort pour l'en empêcher. Mais quand la bobine tourne, la valeur des quantités F est modifiée, et il est facile de voir qu'il existe une position d'équilibre stable vers laquelle la bobine se déplace et pour laquelle le couple résultant est nul, de sorte que, pour une déviation particulière θ, on aura

$$F_1\,\overline{A_1V} + F_2\,\overline{A_2V} + F_3\,\overline{A_3V} = 0. \qquad (2)$$

Supposons qu'au lieu d'employer des courants alternatifs dans les bobines, on envoie des courants continus D_1 D_2 D_3 dans les bobines fixes et un courant constant *d* dans la bobine mobile; si on ajoute la valeur des courants D jusqu'à ce que chacun d'eux soit proportionnel à la valeur du produit correspondant $\overline{AV}$:

$$D_1 = \lambda\,\overline{A_1V} \quad ; \quad D_2 = \lambda\,\overline{A_2V} \quad ; \quad D_3 = \lambda\,A_3V. \qquad (3)$$

Le couple agissant sur la bobine mobile quand la déviation est θ est $(F_1\,D_1 + F_2\,D_2 + F_3\,D_3)\,d$ et, puisque les quantités F sont les mêmes que celles qui leur correspondent dans la formule (2), il résulte de (3) et (2) que le couple exercé sur la bobine mobile est nul pour la déviation θ; θ est donc la déviation dans l'expérience sur courant continu. Il y a lieu de remarquer que les relations (3) sont indépendantes de la structure de l'appareil. La graduation de l'échelle, c'est-à-dire la valeur de θ correspondant à un état particulier des circuits à courant alternatif, dépend évidemment des quantités F et de la structure de l'appareil, mais le rapport entre les courants continus qui produisent une déviation donnée et les courants alternatifs produisant la même déviation est absolument indépendante de l'appareil. On peut donc graduer l'échelle par une méthode reposant uniquement sur l'emploi de courant continu.

Si l'appareil doit mesurer quelque propriété du courant du circuit alternatif, un angle de décalage φ par exemple, quelque fonction de cet angle, telle que le facteur de puissance cos φ, il suffit de déterminer les rapports de $\overline{A_1V}$, $\overline{A_2V}$ et $\overline{A_3V}$ pour une valeur particulière de φ, d'envoyer dans les bobines fixes un courant continu proportionnel à ce rapport, et d'observer la déviation correspondante θ. On saura que cette déviation θ correspond à l'angle de décalage φ quand l'instrument est relié à un circuit à courant alternatif.

Il existe un grand nombre de façons de connecter un appareil à quatre bobines sur un groupe de conducteurs polyphasés, et il existe

une courbe de graduation correspondant à chaque mode de jonction. Soit un circuit triphasé, et supposons que les bobines fixes soient en série avec les conducteurs principaux parcourus par les courants A_1 A_2 A_3. On a, à chaque instant :

$$A_1 + A_2 + A_3 = 0. \qquad (4)$$

Quel que soit V on a admis

$$VA_1 + VA_2 + VA_3 = 0 \text{ et } \overline{VA_1} + \overline{VA_2} + \overline{VA_3} = 0.$$

Cette équation, combinée avec l'équation (3), montre qu'on doit avoir sur courant continu

$$D_1 + D_2 + D_3 = 0 \qquad (5)$$

Cette condition est facile à réaliser dans l'essai et simplifie la méthode puisqu'il est seulement nécessaire de mesurer deux courants au lieu de trois. Il suffit de réaliser le montage de la figure 1, dans lequel C_1 C_2 C_3 représentent les bobines fixes, B est une batterie d'accumulateurs, R une résistance réglable et D un ampèremètre. La bobine mobile de l'appareil est parcourue par un courant continu de valeur convenable. Le dispositif de la figure 1 suffit seulement pour calibrer l'appareil sur une portion de l'échelle. Pour les autres parties de l'échelle, il faut échanger entre elles les bobines C_1 et C_2 ou C_1 et C_3 mais, naturellement, il faut avoir soin que les lectures se rapportent bien aux bobines auxquelles elles sont relatives.

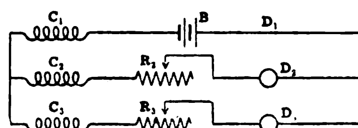


Fig. 1.

Supposons maintenant que la bobine mobile, accompagnée d'une résistance non inductive en série avec elle, soit intercalée entre un des conducteurs principaux et un point neutre créé artificiellement au moyen de trois résistances ohmiques égales. Naturellement, le circuit de la bobine mobile peut former l'une de ces résistances. Quand la charge n'est pas inductive, le courant dans la bobine mobile est en phase avec le courant A_1 de la bobine C_1. Si la charge a un facteur de puissance cos φ et que les courants de charge soient égaux c'est-à-dire que la charge soit équilibrée, le diagramme des vecteurs de courant forme un triangle équilatéral dont chaque côté a, par exemple, une longueur A_1 et le vecteur de la tension fait un angle φ avec le vecteur A_1. Dans ce cas, les courants continus, équivalents déterminés par la formule 3 sont proportionnels aux projections des côtés correspondants du triangle des courants sur la direction de V. Ces projections sont :

$$-A\cos\varphi; +A\cos(60+\varphi)$$

et

$$+A\cos(60-\varphi);$$

les courants D_2 et D_3 traversant les bobines C_2 et C_3 dans l'essai à courant continu doivent être tels que

$$D_2/D_3 = \cos(60-\varphi)\cos(60+\varphi)$$

ou

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{D_2 - D_3}{D_2 + D_3} \qquad (6)$$

Cette méthode est tout à fait analogue à celle que l'on emploie pour déterminer la puissance avec la méthode des deux wattmètres.

On voit que l'essai qui précède n'exige aucune hypothèse sur la façon dont est constitué le système des bobines du phasemètre. On peut inverser le dispositif et faire des trois bobines C_1 C_2 C_3 des bobines de tension, en faisant de la bobine mobile une bobine d'intensité. On peut même supposer l'une des bobines du système à trois bobines supprimée, sans que le raisonnement soit modifié en rien.

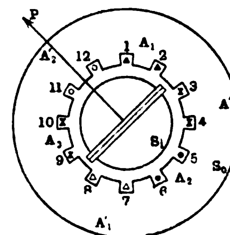


Fig. 2.

On peut étudier de la même façon le cas d'un phasemètre diphasé. On a

$$D_1 = A\cos\varphi \quad \text{et} \quad D_2 = A\sin\varphi,$$

d'où l'on tire :

$$\operatorname{tg}\varphi = D_2/D_1, \qquad (7)$$

en appelant D_1 et D_2 les courants continus qui produisent la déviation observée θ.

La théorie qui précède a été appliquée et vérifiée par l'auteur non seulement pour les appareils ayant des circuits magnétiques avec de l'air, mais aussi pour plusieurs instruments nouveaux contenant du fer. La constitution de l'un de ces appareils est suffisamment indiquée par la

figure 2. Des tôles de fer forment deux systèmes concentriques S_0 et S_i. Le système extérieur porte douze encoches distantes de 30°. Dans chaque paire d'encoches opposées est placée une bobine formée de huit tours de fil et les bobines adjacentes sont reliées par prise en série pour former les trois bobines fixes A_1, A_2 A_3. La bobine mobile rectangulaire se déplace dans l'entrefer ménagé entre les deux systèmes concentriques : cette bobine porte une aiguille indicatrice. Les résultats obtenus sur courant alternatif concordent absolument avec les valeurs trouvées dans les essais sur courant continu. Quelques-unes des observations typiques sur courant continu sont données dans le tableau I. Les courants D_2 et D_3 sont exprimés en ampères : θ est la déviation observée en degrés, et φ est calculé d'après la formule (6).

TABLEAU I

D^2	+ 2,2	+ 1,1	+ 0,42	— 0,5	— 2,8	— 5,2	— 6,2	— 8,9	— 9,5
D^3	2,7	7,0	7,2	7,45	7,6	10,9	7,2	8,2	0,5
θ	30,0	40,0	50,0	60,5	70,0	80,0	100,0	119,7	161
φ	176,4	157,3	153,0	146,7	128,9	121,7	97,4	85,9	32,6

Les valeurs de φ ainsi calculées correspondent dans les essais à courant alternatif au décalage entre le courant A_1 de la première bobine fixe et la bobine mobile. Dans les deux cas, la déviation θ peut être lue et semble exacte au 10e de degré.

Plusieurs autres appareils à noyau de fer ont été étudiés, et les échelles obtenues par la méthode à courant continu ont été trouvées exactes sur des charges à courant alternatif. En ce qui concerne les phasemètres, on a supposé que la charge était équilibrée. Quand il n'en est pas ainsi, on se heurte dans la théorie de ces appareils, à des complications sérieuses. On peut voir que l'exactitude des phasemètres n'est pas affectée par les variations de fréquence ou par la forme d'ondes ou par l'introduction de fer dans le circuit, mais que l'erreur due à une charge non équilibrée peut être importante. Cette erreur est déterminée par les rapports des courants dans les trois conducteurs principaux, et non par l'appareil lui-même.

R. R.

DIVERS

Action magnétique de surfaces planes parcourues par des courants, et l'action exercée sur la boussole par les courants circulant dans les coques en fer des bateaux *(fin)* (1). — **Arldt.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 25 janvier 1906.

Deux cas limités importants des expressions précédentes sont les suivants :

1er cas. — La trace est parallèle à l'axe des x et s'étend de $x = +b$ à $x = -b$ (fig. 5). On a alors $a = 0$ et l'on a :

$$\mathbf{H} = 2i_0 \log \frac{\sqrt{b^2+k^2}+b}{\sqrt{b^2+k^2}-b}.$$

La distance du conducteur linéaire équivalent de même intensité de courant est :

$$u = 2b/\log \frac{\sqrt{b^2+k^2}+b}{\sqrt{b^2+k^2}+b}.$$

En différenciant haut et bas en b, on a :

$$d\,\frac{\sqrt{b^2+k^2}+b}{\sqrt{b^2+k^2}-b} = \frac{2}{u_0}\frac{(\sqrt{b^2+k^2}+b)}{(\sqrt{b^2+k^2}-b)}\,db$$

$$u_0 = \sqrt{b^2+k^2}.$$

Pour $b = 0$, c'est-à-dire pour un conducteur linéaire au lieu d'un courant superficiel, on a $u_0 = k$. On voit sur la figure 5 que, jusqu'à la

(1) Voir *Eclairage Electrique*, tome XLVII, 7 avril 1906, p. 37.

limite indiquée, u doit toujours être plus grand que k.

2e cas. — La trace coïncide avec l'axe des y : on a alors

$$dH = \frac{2i_0 dy}{y}; \; H = 2i_0 \int \frac{dy}{y} = 2i_0 \log y + C.$$

Cette équation ne s'applique pas pour la valeur $y = 0$, et pas non plus pour $k = b$. On obtient pour $y = k - b$ jusqu'à $y = k + b$ la valeur

$$H = \frac{2i_0 2b}{u} \quad \text{et} \quad u = 2b/\log\frac{k+b}{k-b}.$$

En différenciant haut et bas, on a :

$$d\frac{k+b}{k-b} = \frac{2(k+b)}{u_0(k-b)}db \quad ; \quad u_0 = \frac{k^2 - b^2}{k}$$

Pour $b = 0$, c'est-à-dire pour un conducteur

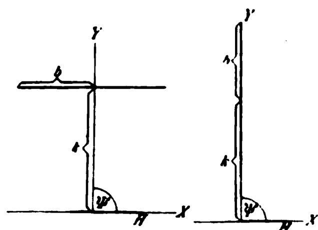


Fig. 5. Fig. 6.

linéaire au lieu d'un courant superficiel, on a $u_0 = k$. Sur la figure 6 on voit que, pour k plus grand que b, on doit toujours avoir u plus petit que k.

Toutes ces grandeurs u donnent donc l'éloignement d'un conducteur linéaire parcouru par un courant de même intensité et produisant, à l'origine des coordonnées, un champ de même intensité que celui du courant superficiel.

L'angle Ψ (figure 4) que fait l'intensité de champ H avec l'axe des x, donne pour une trace limitée ($x = + b$ à $x = - b$) des expressions algébriques très compliquées. Dans chaque cas particulier, on peut opérer graphiquement avec une exactitude suffisante. On calcule, pour un nombre suffisant de portions de la trace ayant des projections Δn sur l'axe des x, les valeurs

$$\Delta H = \frac{2i_0 \Delta x}{\sqrt{x^2 + y^2} \cos \alpha},$$

x et y étant les coordonnées du milieu de la portion dont la projection est Δx, et on compose ces différentes valeurs d'après le plan des forces. L'angle γ donne alors aussi la direction pour le champ H du conducteur linéaire.

3°) Influence des surfaces parcourues par du courant sur les champs magnétiques extérieurs. — On a vu comment il est possible de déterminer en chaque point de l'espace l'intensité du champ magnétique d'une surface parcourue par du courant. On peut également déterminer ainsi la variation en intensité ou en direction d'un champ magnétique existant au point considéré ou bien déterminer le champ produit par deux conducteurs parcourus par du courant. Pour une surface limitée, on peut obtenir, avec de la limaille de fer, une image nette de l'allure des lignes de force magnétiques. L'auteur a fait ainsi des expériences sur des plaques en fer et en cuivre placées dans les mêmes conditions que les tôles de la coque d'un bateau. Dans ce dernier cas, il s'agit d'intensités de courant importantes, car les installations électriques d'un grand paquebot moderne ou d'un navire de guerre présentent une puissance moyenne de 300 kw. Dans les expériences de l'auteur, l'intensité de courant était de 80 ampères, ce qui, pour une largeur de plaque de 18 cm., correspondait à une densité de courant de 4,44 ampères. Le courant était amené tantôt aux bords inférieurs de la plaque, tantôt aux bords latéraux, tantôt aux angles. Les différentes images observées montrent nettement la répartition des lignes de force.

Dans les installations à bord, on opère de deux façons : ou bien on utilise la coque et les parties métalliques du bateau comme conducteur de retour, en employant une ligne à un seul conducteur, ou on emploie des lignes à deux conducteurs isolés. Cette dernière méthode est évidemment de beaucoup préférable et est adoptée maintenant. La disposition générale d'un bateau à vapeur est la suivante : un conducteur d'aller et un conducteur de retour sont placés à proximité l'un de l'autre sous le pont du commandant au-dessus duquel est placée la boussole. Par suite d'une avarie ou d'une inattention, un des deux pôles peut être relié à la masse, c'est-à-dire qu'on se trouve

dans les mêmes conditions que dans une installation à un seul conducteur utilisant la coque comme conducteur de retour.

L'auteur étudie deux cas différents : en premier lieu, il suppose que le courant de retour suit le toit horizontal du bateau placé au-dessous du pont du commandant : en second lieu, il suppose que le courant de retour suit une traverse longitudinale placée au milieu de ce toit. Dans les calculs qui suivent, l'intensité de courant est évaluée en unités C. G. S., de sorte qu'une unité de courant représente 10 ampères.

1er cas. — D'après les notations employées plus haut (fig. 5 et 6), on a dans ce cas $k_1 = 350$ cm. et $b_1 = 1.000$ cm. d'après les dimensions générales du bateau étudié par l'auteur; r_1 distance des conducteurs à la boussole est égale à 350 cm. On a alors $i_0 = i/2.000$. Le champ magnétique $\mathbf{H}_1$ produit sur la boussole par le courant passant dans le toit du bateau est :

$$2i_0 \log \frac{\sqrt{k_1^2 + b_1^2} + b_1}{\sqrt{k_1^2 + b_1^2} - b_1} = 7{,}108 i_0$$

Le champ magnétique $\mathbf{H}_r$, produit par un conducteur au même point, est $4i_0 b_1/r = 11{,}43 i_0$.

L'aiguille de la boussole est soumise à l'action de la composante horizontale $\mathbf{H}_e$ du magnétisme terrestre. Mais, par suite de l'aimantation propre du bateau, ce n'est pas cette composante qui agit mais seulement une partie $\mathbf{H}_g = \lambda \mathbf{H}_e$, la valeur de λ déterminée expérimentalement étant comprise entre 0,7 et 0,9. En même temps, la force $\mathbf{H}_1$ agit sur l'aiguille et tend à produire une déviation δ_1 de celle-ci donnée par l'équation $tg\,\delta_1 = \mathbf{H}_1/\mathbf{H}_g$. Si l'on doit encore tenir compte du champ $\mathbf{H}_r$ produit par un conducteur de retour, ce champ agit en sens inverse du champ $\mathbf{H}_1$ et l'angle de déviation de l'aiguille de la boussole est donné par l'équation $tg\,\delta_r = (\mathbf{H}_r - \mathbf{H}_1)/\mathbf{H}_g$. Le tableau I indique les conditions relatives au 1er cas. On voit quelles perturbations considérables peuvent se produire sur l'aiguille de la boussole, aussi bien pour un réseau à un fil que pour un réseau à deux fils quand on emploie du courant continu. La distance d'un conducteur linéaire qui exercerait sur la boussole la même action que le courant passant dans la surface est donnée par l'équation $u_1 = 4b_1 i_0/\mathbf{H}_1 = 563$ cm.

2e cas. On a dans ce cas $k_2 = 230$ cm. et $b_2 = 120$ cm. d'après la dimension du bateau : $r = 350$ cm. comme précédemment.

Le champ magnétique $\mathbf{H}_2$ produit sur la boussole par le courant passant dans la traverse est égal à :

$$2i_0 \log \frac{k_2 + b_2}{k_2 - b_2}.$$

Comme dans le cas précédent, on a $\mathbf{H}_r = 11{,}43 i_0$. On trouve alors pour l'angle de déviation dû à l'action du courant passant dans la traverse : $tg\,\delta_2 = \mathbf{H}_2/\mathbf{H}_g$.

En tenant compte d'un conducteur de retour, on a $tg\,\delta_r = (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_r)/\mathbf{H}_g$. Le tableau II donne les résultats relatifs à ce cas. On voit qu'il peut encore se produire des perturbations importantes.

La distance d'un conducteur linéaire qui produisait la même action sur la boussole est $u_2 = 4\,b_2\,i_0/\mathbf{H}_2 = 207$ cm.

TABLEAU I

i		i_0 absolue	$\mathbf{H}_1$	tg δ_1	λ_1	$\mathbf{H}_r$	$\mathbf{H}_r - \mathbf{H}_1$	tg δr	δr
Amp.	unités absolues								
10	1,0	0,00050	0,003554	0.0237	1° 22′	0,005714	0,002160	0,0144	0° 49′
25	2,5	0,00125	0,008885	0,0593	3° 24′	0,014286	0,005401	0,0360	2° 4′
50	5,0	0,00250	0,017770	0,1185	6° 45′	0,028571	0,010801	0,0720	4° 9′
7.	7,5	0,00375	0,026655	0,1778	10° 5′	0,042857	0,016202	0,1080	6° 10′
100	10,0	0,00500	0,035540	0,2370	13° 20′	0,057143	0,021602	0,1440	8° 11′

TABLEAU II

i Amp.	i unités absolues	i_0 absolue	$\mathbf{H}_2$	tg δ_2	δ_1	$\mathbf{H}_r$	$\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_r$	tg δr	δr
10	1.0	0,0042	0,009658	0,0644	3° 42′	0,005758	0,003900	0,0260	1° 29′
25	2.5	0,0105	0,024144	0,1610	9° 9′	0,014396	0,009748	0,0650	3° 43′
50	5,0	0,0209	0,048289	0,3220	17° 51′	0,028791	0,019498	0,1300	7° 24′
75	7.5	0,0315	0,072433	0,4830	25° 47′	0,043188	0,029245	0,1950	11° 2′
100	10,0	0,0417	0,096577	0,6439	32° 47′	0,057582	0,038995	0,2600	14° 35′

Donc, même pour des réseaux à deux conducteurs à courant continu, il peut se produire un déplacement des flux magnétiques extrêmement grave pour la boussole, lorsqu'il se produit des contacts à la masse, et le champ magnétique produit par le conducteur d'aller n'est plus du tout compensé par celui du conducteur de retour. Il est impossible au pilote de juger si l'aiguille de la boussole est soumise à ces champs ou si elle obéit seulement aux champs normaux.

Les conclusions de cette étude sont les suivantes :

En ce qui concerne la production d'un champ magnétique en un point déterminé, on peut remplacer les courants plans circulant dans des surfaces par un courant linéaire dont l'intensité est égale à celle du courant superficiel total et qui est placé à une distance u bien déterminée du point considéré. La grandeur de cette distance est indépendante de la valeur du courant.

Si le point, dont on considère le champ magnétique, est placé à une distance déterminée k symétriquement au-dessus ou au-dessous de la surface parcourue par du courant de telle façon qu'un plan passant par lui et par la ligne moyenne de courant de la surface soit perpendiculaire à celle-ci, la distance u du conducteur équivalent est plus grande que k.

Si le point est placé dans le prolongement du plan du courant, de telle sorte que la distance du point à la ligne moyenne de courant soit k, la distance u du conducteur équivalent est plus petite que k.

Les courants superficiels étudiés peuvent, à bord des bateaux, exercer une influence considérable sur la boussole. Il faut pour cette raison, rejeter d'une façon absolue à bord l'emploi de réseaux à un seul conducteur.

E. B.

SENS. — SOCIÉTÉ NOUVELLE DE L'IMPRIMERIE MIRIAM, 1, RUE DE LA BERTAUCHE

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome XLVII. Samedi 21 Avril 1906. 13e Année. — N° 16.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

ETUDE DES INSTALLATIONS A COURANT ALTERNATIF

PAR LA MÉTHODE DES GRANDEURS WATTÉES ET MAGNÉTISANTES

M. Boucherot a montré (¹) tout le parti pratique qu'on peut tirer, dans le calcul des courants alternatifs, de la considération de la puissance magnétisante, et l'on peut s'étonner, à bon droit, de ce que cette conception ne soit pas entrée plus vite dans les habitudes des techniciens auxquels elle peut rendre cependant de très grands services. La raison en est, sans doute, que l'on croit, bien à tort, cette méthode purement artificielle.

Nous allons essayer de la présenter sous une forme qui fasse voir qu'elle exprime, au contraire, la nature même des phénomènes et, pour cela, nous chercherons à mettre en évidence deux choses : 1° Au lieu de considérer la réactance positive (ou négative) comme décalant le courant en arrière (ou en avant) de la d. d. p. aux bornes, il est souvent préférable de la considérer comme décalant la d. d. p. en avant (ou en arrière) du courant et d'*introduire, dans les raisonnements et dans les calculs les notions de composantes wattée et magnétisante de la d. d. p., au lieu de celles des composantes analogues du courant* ;

2° La considération des d. d. p. wattée et magnétisante permet, comme nous allons le voir,

(¹) Voir *Bulletin de la Société internationale des Électriciens*, t. I (2e série), n° 10, de décembre 1901, p. 610 ; et aussi E. Hospitalier, *Rapports et Procès-verbaux du Congrès international des Électriciens de 1900*.

de donner très simplement les expressions analytiques respectives des puissances wattée et magnétisante instantanées, c'est-à-dire *de séparer, à chaque instant, les deux portions de la puissance réelle instantanée qui contribuent respectivement à fournir, d'une part, l'énergie wattée (mécanique, thermique, chimique, etc.) et, d'autre part, l'énergie intrinsèque périodiquement compensée, qui est accumulée dans les appareils doués de self-inductance et de capacité, ou, au contraire, restituée par eux, selon l'époque.*

La première portion engendre du travail à l'extérieur de l'appareil considéré, tandis que la seconde portion ne fournit aucun travail extérieur et n'accroît même pas la valeur de l'énergie intrinsèque moyenne, laquelle est toujours nulle, pour une période embrassant un cycle complet, ou, ce qui revient au même, un très grand nombre de cycles.

La considération habituelle des composantes wattée et magnétisante du courant ne permet pas de faire simplement cette séparation.

Nous pouvons, d'ailleurs, remarquer dès maintenant que le courant magnétisant I_m donne lieu à une perte de puissance par effet Joule RI_m^2, laquelle est de la puissance wattée, et que, par conséquent, le courant magnétisant n'est pas uniquement employé à produire le magnétisme, tandis que nous montrerons qu'il en est bien ainsi pour la d. d. p. magnétisante.

Nous commencerons par revenir un peu sur les phénomènes bien connus d'échanges instantanés d'énergie entre les différents appareils d'un réseau parcouru par du courant alternatif; ceci est nécessaire pour la compréhension des notions dont nous parlerons ensuite.

I. — MÉCANISME DES ÉCHANGES INSTANTANÉS D'ÉNERGIE ENTRE LES DIFFÉRENTS APPAREILS D'UN RÉSEAU PARCOURU PAR DU COURANT ALTERNATIF

Considérons, par exemple, 3 appareils AB, CD et EF (fig. 1) intercalés en série sur un conducteur XY, parcouru par un courant alternatif, sinusoïdal ou non, et supposons que les résistances, selfs et capacités de ces appareils soient celles qui sont indiquées sur la figure.

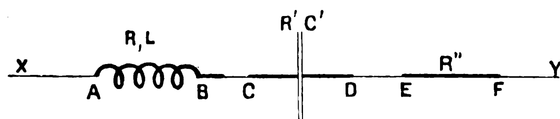


Fig. 1.

Le courant d'intensité i est le même dans les trois appareils et sa phase est la même à tout instant dans chacun d'eux; ce sont les d. d. p. entre A et B et entre C et D qui sont décalées par rapport à i, dans un sens ou dans l'autre.

1° Entre A et B, il y a accumulation provisoire d'énergie pendant que la valeur absolue de i croît; à tout instant où il en est ainsi (première moitié de la demi-période dans le cas du courant sinusoïdal), la puissance instantanée $(V_A - V_B) \times i$ fournie à l'appareil AB par le passage du courant est plus grande qu'elle ne serait s'il n'y avait pas de self dans AB et la valeur absolue de $V_A - V_B$, elle-même, est plus grande. Au contraire, pendant les instants où la valeur absolue de i décroît (seconde moitié de la demi-période, dans le cas du courant sinusoïdal), il y a restitution par AB, au réseau, de la puissance précédemment accumulée dans cet appareil et, pendant chacun de ces instants, la puissance instantanée $(V_A - V_B) \times i$, fournie à AB par le passage du courant, ainsi que la valeur absolue de $V_A - V_B$, est plus faible qu'elle ne serait, si la self de AB n'existait pas.

En résumé, à cause de l'influence de la self de AB, la d. d. p. $V_A - V_B$ croît plus tôt et décroît plus tôt en valeur absolue; c'est ce qui fait que $V_A - V_B$ est en avance sur i.

2° Entre C et D, les phénomènes sont inverses des précédents : il y a accumulation provi-

soire d'énergie quand la valeur absolue de i décroît [1] (seconde moitié de la demi-période dans le cas du courant sinusoïdal) et restitution de cette énergie quand la valeur absolue de i croît (première moitié de la demi-période dans le cas du courant sinusoïdal) et il en résulte que la d. d. p. aux bornes décroît moins tôt et croît moins tôt qu'elle ne le ferait si DC ne comportait pas de capacité; c'est ce qui fait que $V_C - V_D$ est en retard sur i.

3° Entre E et F, l'énergie est instantanément et entièrement convertie en chaleur Joule: la d. d. p. $V_E - V_F$ et le courant i sont en phase.

En définitive, la self et la capacité agissent comme deux pompes (aspirantes et foulantes) d'*énergie*; mais la première aspire l'énergie quand la valeur absolue de i croît et la refoule quand la valeur absolue de i décroît; tandis que la seconde aspire l'énergie lorsque la valeur absolue de i décroît et la refoule lorsque la valeur absolue de i croît.

On conçoit donc que, si la self et la capacité sont montées en série, comme sur la figure 1, il puisse y avoir compensation entre A et D (résonance).

Si nous supposons le courant i sinusoïdal (fig. 2) et si nous désignons par u la puissance $Li\, di/dt$ positive ou négative, *absorbée* par la self, à chaque instant, nous voyons que u est représentée par une courbe de forme sinusoïdale (sinusoïde exacte en réalité, ici) de période $T/2$.

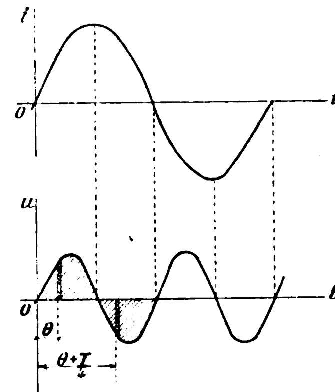


Fig. 2.

On pourrait examiner, de même, le cas où les appareils (selfs et capacités) sont groupés en quantité et donner d'intéressantes explications des surintensités, dans le circuit local, dans ce dernier cas, et des surtensions dans le cas précédent.

Même dans le cas où les appareils sont montés en quantité, il peut y avoir intérêt à considérer les composantes wattées et magnétisantes de la d. d. p. au lieu de celles du courant; mais la décomposition de la d. d. p. commune aux bornes est différente pour chacun des appareils branchés en quantité sur elle (voir § V).

Quoi qu'il en soit, nous voyons que *les échanges d'énergie entre les différents appareils sont des phénomènes périodiques de fréquence double de celle du courant.*

Les deux demi-périodes du courant sont, dans la pratique, toujours égales et de signe

---

[1] Bornons-nous au cas où l'intensité i est sinusoïdale et prenons sa phase pour origine.

On a
$$i = I\sqrt{2}\sin\omega t.$$

La charge Q du condensateur, à l'instant t, est $Q = \int_0^t i\,dt = -\frac{I\sqrt{2}}{\omega}\cos\omega t = -\frac{1}{\omega^2}\frac{di}{dt}$.

D'ailleurs la d. d. p. aux bornes du condensateur est $\frac{Q}{C'} = -\frac{1}{C'\omega^2}\frac{di}{dt}$, et, par conséquent, la puissance *fournie* aux bornes du condensateur est, à l'instant t, $\frac{Q}{C'}i = -\frac{1}{C'\omega^2}i\frac{di}{dt}$.

Elle est négative quand i et $\frac{di}{dt}$ sont de même signe, c'est-à-dire précisément quand la valeur absolue de i croît; à ces époques (première moitié de chaque demi-période), le condensateur restitue de l'énergie. Elle est positive quand i et $\frac{di}{dt}$ sont de signe contraire, c'est-à-dire quand la valeur absolue de i décroît; à ces époques (seconde moitié de chaque demi-période) le condensateur accumule de l'énergie.

Quant à la d. d. p. entre C et D, elle est: $V_C - V_D = Ri - \frac{1}{C'\omega^2}\frac{di}{dt}$, et il est facile de voir que sa valeur absolue est plus petite que celle de Ri chaque fois que la valeur absolue de i croît, et plus grande, chaque fois que la valeur absolue de i décroît.

contraire (1) ; mais il peut arriver que les deux moitiés de chaque demi-période du courant soient, ou ne soient pas, symétriques par rapport à l'ordonnée correspondant au temps T/4 ou au temps 3T/4.

Dans le premier cas, l'accumulation provisoire d'énergie intrinsèque faite à l'instant θ est exactement compensée (fig. 2) à l'instant $\theta + T/4$, et la compensation est complète pour une période T/2, comptée à partir d'un instant quelconque.

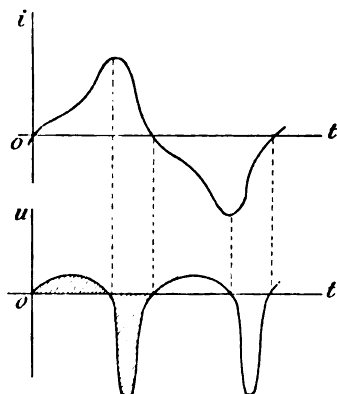


Fig. 3.

Dans le second cas (fig. 3) la compensation ne se fait pas exactement au bout du temps T/4, mais nous verrons plus loin que la compensation moyenne se fait néanmoins encore complètement pour une durée T/2 comptée, non plus à partir d'un instant quelconque, mais depuis un zéro de i jusqu'au zéro suivant. Les deux aires hachurées sur la figure 2, ou sur la figure 3, sont donc, dans chaque cas, équivalentes.

Remarque. — Dans tout ce qui précède et dans tout ce qui va suivre, nous supposons, à l'exemple de M. Boucherot, que le réseau ne contient aucun appareil muni d'un collecteur ou d'un commutateur susceptible de substituer un circuit à un autre périodiquement avec une fréquence de l'ordre de celle du courant.

S'il en était ainsi, le circuit électrique pourrait se trouver modifié pendant la demi-période T/2, l'énergie intrinsèque $L i\, di$ enmagasinée à un instant, dans certaines parties du circuit, pourrait être restituée ultérieurement à un réseau différent de celui auquel elle a été empruntée.

De même, l'énergie $Ri^2 dt$, cédée sous forme de chaleur Joule, serait en même temps fonction des variations de R produites par la commutation et des variations de i.

Les considérations que nous avons faites et que nous allons faire ne seraient plus légitimes.

II. — DÉCOMPOSITION DE LA PUISSANCE RÉELLE INSTANTANÉE EN PUISSANCE WATTÉE INSTANTANÉE ET PUISSANCE MAGNÉTISANTE INSTANTANÉE

Considérons (fig. 4) un appareil M, dans lequel une source S envoie un courant alternatif d'intensité i. En raison de l'impédance de M, il s'établit entre les bornes A et B une d. d. p. alternative $V_A - V_B = e$.

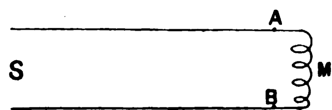


Fig. 4.

Si nous choisissons, dans M, le même sens positif pour i et pour e, la puissance réelle instantanée *fournie* sous forme électrique, par S à M, est ei.

Nous allons considérer successivement deux cas :

A) Si aucune autre cause que le courant i n'intervient, à l'instant t, pour modifier l'état électrique ou magnétique de l'appareil M (c'est-à-dire, ainsi que nous l'expliquerons plus loin, si M n'est pas le siège d'une force électromotrice ou contre-électromotrice de source extérieure) on a simplement :

$$ei = Ri^2 + Li\frac{di}{dt}, \qquad (1)$$

équation qui exprime que, à l'instant t, la puissance réelle instantanée ei fournit, d'une

(1) Il n'en est pas ainsi en régime non permanent, comme, par exemple, dans le cas de la décharge oscillante.

part, la puissance Ri^2 dissipée en chaleur Joule et, d'autre part, la puissance instantanée $Li\,di/dt$, qui est uniquement utilisée à produire la variation de flux Ldi et qui est emmagasinée dans M pour être restituée ultérieurement et intégralement.

Or, la puissance Ri^2, utilisée à produire la chaleur Joule, a pour caractère essentiel de conserver toujours le même signe, en sorte que *l'énergie Ri^2dt, qu'elle fournit, pendant le temps dt, n'est jamais compensée ultérieurement par une quantité d'énergie égale et de signe contraire restituée par l'appareil de résistance* R, *qui avait absorbé la première.*

Nous appellerons *puissance wattée instantanée* toute puissance instantanée qui présentera ce caractère, qu'elle soit utilisée à produire de la chaleur Joule, de l'énergie mécanique, ou toute autre espèce d'énergie. L'énergie wattée est donc essentiellement de l'énergie non compensée périodiquement et qui, en régime alternatif permanent, est indéfiniment absorbée, ou indéfiniment fournie par M.

Au contraire, la puissance $Li\,di/dt$, utilisée à produire des accumulations et des restitutions alternatives d'énergie intrinsèque, dans les appareils magnétiques (ou possédant de la capacité), présente ce caractère essentiel de changer périodiquement de signe, avec une fréquence double de celle de i et de telle manière que *l'énergie* $Lidi$, *qu'elle fournit pendant le temps dt, est toujours nécessairement compensée, à une époque ultérieure, par une quantité d'énergie égale restituée par l'appareil qui a absorbé la première, la compensation étant complète pour une période* T/2 *comprise entre deux zéros consécutifs de* i (voir § III et IV).

Nous appellerons «*puissance magnétisante instantanée*» toute puissance qui présentera ce caractère. Elle sera toujours utilisée uniquement à produire les variations de l'énergie intrinsèque, laquelle est nécessairement périodiquement compensée.

B) Si une autre cause que le courant i intervient à l'instant t, pour modifier l'état électrique ou magnétique de M, son action se traduit toujours, soit par l'apparition d'une force électromotrice dans le circuit électrique, soit par une variation instantanée de flux dans le circuit magnétique. On peut donc dire que, dans tous les cas, la cause extérieure S' a pour effet d'introduire, dans le circuit électrique, une force électromotrice ou contre-électromotrice alternative e' que nous compterons positivement dans le sens inverse de celui suivant lequel nous avons convenu de compter e positivement.

Cette cause extérieure S' peut être de différentes espèces : ce peut être le passage d'un courant dans un circuit secondaire (M est alors un transformateur), ou bien, ce peut être encore le mouvement de rotation d'un rotor à pôles saillants alimenté par du courant continu et fournissant ou recevant sur son arbre de l'énergie mécanique (M est alors un moteur synchrone ou un alternateur), etc...

Quoi qu'il en soit, on a :
$$ei = Ri^2 + e'i + Li\frac{di}{dt}, \qquad (2)$$

ou bien encore
$$ei - e'i = Ri^2 + Li\frac{di}{dt}. \qquad (3)$$

Nous verrons plus loin qu'on peut déterminer les parts respectives u_w et u'_w de chacune des puissances ei et $e'i$ qui constituent de la puissance wattée et les parts respectives u_m et u'_m qui constituent de la puissance magnétisante, de sorte qu'on a :

$$ei = u_w + u_m, \qquad (4)$$
$$e'i = u'_w + u'_m, \qquad (5)$$

et, *séparément*
$$u_w = Ri^2 + u'_w, \qquad (6)$$
$$u_m = Li\frac{di}{dt} + u'_m, \qquad (7)$$

ou bien, encore,

$$u_w - u'_w = Ri^2, \quad (8)$$

$$u_m - u'_m = Li\frac{di}{dt}. \quad (9)$$

D'ailleurs, pour qu'on puisse donner à une puissance le nom de puissance magnétisante, il ne suffit pas qu'elle présente le caractère analytique d'être périodiquement compensée; il faut encore, conformément à la définition donnée plus haut, que cette puissance produise réellement de l'énergie intrinsèque périodiquement emmagasinée et restituée par le même appareil.

(A suivre.) A. Nouguier.

SUR LA CONSTITUTION DE L'ÉLECTRON (1)

En 1881, J.-J. Thomson prouva qu'un corps chargé d'électricité doit, par suite du champ magnétique qu'il produit dans son mouvement d'après la théorie de Maxwell, se comporter vis-à-vis des forces extérieures comme si sa masse était augmentée d'une certaine quantité dépendant de la grandeur de sa charge et de sa forme. Après que, en 1889, O. Heaviside eut calculé la déformation du champ d'une sphère chargée, déformation produite quand la vitesse de la charge en mouvement est de l'ordre de grandeur de la vitesse de la lumière, J.-J. Thomson montra en outre que, pour des vitesses de cet ordre, l'accroissement de masse indiqué par lui n'est plus constant, mais croît avec la vitesse. L'inertie totale d'une charge en mouvement devra donc être une fonction de sa vitesse.

Les observations faites sur les rayons cathodiques ne donnèrent d'abord aucune variation de ce genre de l'inertie, ce qui ne devait pas surprendre, car les vitesses que l'on pouvait atteindre d'une façon commode étaient encore trop petites pour produire une augmentation de masse sensible. La preuve expérimentale de la variation de masse pour ces rayons fut donnée quelque temps après par Stark, après avoir été démontrée par nous pour les rayons β du radium qui, comme l'on sait, présentent qualitativement les mêmes propriétés que les rayons cathodiques. Au point de vue quantitatif, les rayons β possèdent un pouvoir de pénétration beaucoup plus considérable que les rayons cathodiques et, comme le pouvoir de pénétration de ceux-ci croît avec la vitesse, on était amené à supposer que les rayons β possédaient une vitesse sensiblement plus élevée que les rayons cathodiques. La très grande variation de la masse observée sur les rayons β montra que, dans la masse totale, la part de masse électromagnétique est très considérable, et même prépondérante, en comparaison de la masse mécanique ou matérielle, si toutefois cette dernière existe. Un essai de calcul des deux parts ne conduisit à aucun résultat, car on n'avait pour base théorique que l'équation donnée par Searle pour l'énergie de l'électron, dans laquelle était considérée seulement l'énergie « longitudinale », c'est-à-dire intervenant pour les accélérations tangentielles, et non l'énergie « transversale » à laquelle on a affaire quand on étudie la déviation électrique ou magnétique perpendiculaire à la trajectoire primitive.

Après qu'Abraham eut établi, dans sa théorie, une formule rigoureuse pour la masse transversale, nous reprîmes les expériences avec un dispositif perfectionné, et nous trou-

(1) Publié dans les *Drudes Annalen*, mars 1906.

vâmes que les résultats de mesure sont suffisamment bien représentés, aux erreurs d'observation près, par la formule d'Abraham : on peut donc considérer la masse de l'électron comme une masse purement électrique. Dans le calcul du champ pour l'électron animé d'une grande vitesse, Abraham a fait l'hypothèse fondamentale cinématique que le champ de l'électron s'étend vers l'extérieur jusqu'à l'infini et vers l'intérieur jusqu'à la surface d'une sphère de rayon constant a. A l'intérieur de cette sphère, le champ doit ou bien être nul (charge superficielle) ou bien diminuer d'après une loi déterminée (charge volumique uniforme). L'électron devait alors se comporter comme se comporterait une sphère solide dans le vide d'après les équations de Maxwell, sphère possédant une charge uniforme superficielle ou volumique. Cette hypothèse fondamentale sur la constitution de l'électron sera désignée dans ce qui suit comme la *théorie de l'électron indéformable.*

La bonne concordance de nos mesures avec cette théorie semblait avoir à peu près résolu la question de la constitution de l'électron. En 1904 parut un travail de H.-A. Lorentz dans lequel l'auteur avait cherché à résoudre les difficultés existant encore dans l'optique des corps en mouvement en modifiant les hypothèses fondamentales sur l'électron et aussi sur les forces moléculaires qui agissent entre les particules matérielles. Tandis que la théorie primitive de Lorentz (1895) indiquait une influence de deuxième ordre [1] du mouvement de la terre sur certains phénomènes optiques et électromagnétiques, toutes les expériences entreprises pour prouver expérimentalement ces influences ont toujours conduit à un résultat négatif : on fut alors conduit à conclure qu'une telle influence n'existait peut-être pas en principe et que l'on devait modifier les équations fondamentales de l'électrodynamique de façon que les « vitesses absolues » rapportées à un système de coordonnées arbitrairement défini entrassent comme grandeurs de calcul dans les équations fondamentales, mais disparussent dans les résultats finaux, de telle sorte que les grandeurs observées ne fussent plus dépendantes que des « vitesses relatives », directement observables, des corps pondérés les uns par rapport aux autres. Lorentz montra que l'on peut arriver à un tel résultat en supposant que les dimensions de tous les corps physiques, *y compris leurs molécules et les électrons,* varient d'une façon tout à fait déterminée avec la vitesse. En désignant par q la vitesse du système et par c la vitesse de la lumière, toutes les dimensions devraient être diminuées dans le rapport $(1 - q^2/c^2)^{1/2}$ dans la direction du mouvement, les dimensions transversales restant invariables. A cette hypothèse fondamentale géométrique, Lorentz ajouta l'hypothèse physique que toutes les forces moléculaires varient avec la vitesse de la même façon que les forces électrostatiques, et que les « masses » de la mécanique varient comme la masse électromagnétique de l'électron. Avec ces hypothèses, on trouva une complète indépendance entre tous les phénomènes observés et la vitesse absolue.

Il ne faut pas méconnaître que cette démonstration n'est pas satisfaisante à un point de vue : on calcule avec une grandeur qui doit déterminer la constitution des corps, la « vitesse absolue » ou la « vitesse par rapport à l'éther », que l'on ne peut pas définir, car le résultat du calcul indiqué est tel qu'il n'existe aucun moyen pour déterminer cette vitesse. On ne peut même pas donner la valeur d'une variation de déformation correspondant à une variation de vitesse relative observée q, tant qu'on ne connaît pas la vitesse absolue $q_0 + q$. En effet, si la longueur primitive d'un corps est l_0, elle est déformée par q_0 en $l = l_0\left(1 - \frac{q_0^2}{c^2}\right)^{1/2}$, et, par $q + q_0$, en $l' = l_0\left(1 - \frac{(q+q_0)^2}{c^2}\right)^{1/2}$. La variation de longueur $\delta l = l' - l$ correspon-

[1] C'est-à-dire une influence dont la grandeur est proportionnelle au rapport du 2e degré q^2/c^2 de la vitesse de la terre à la vitesse de la lumière.

dant à un accroissement de vitesse observé est donc une fonction non seulement de q, mais aussi de q_0. Comme on n'a aucun droit d'admettre que le système stellaire auquel on rapporte le mouvement de la terre est immobile dans l'éther, on ne peut absolument rien dire sur les déformations qui se produisent.

Il est tout à fait remarquable que, partant d'hypothèses complètement différentes, Einstein soit arrivé à des résultats qui, dans leurs conclusions accessibles à l'expérience, concordent avec ceux de Lorentz. Ce savant introduit comme un postulat le *principe du mouvement relatif,* tout au moins tant qu'il s'agit de translations. Il pose comme règle que les phénomènes physiques observés à l'intérieur d'un système indéformable quelconque doivent être indépendants du fait que le système se meut, avec l'observateur, relativement à un autre système quelconque. Il en résulte immédiatement, par application à la propagation de la lumière, une nouvelle définition du temps et de la notion de simultanéité pour deux points séparés dans l'espace : pour un observateur placé dans le système k qui se meut relativement à un autre système normal K, deux événements se produisant en différents points sont simultanés quand, pour un observateur faisant partie du système K, il y a égalité de deux grandeurs identiques au « temps local » introduit par Lorentz. En outre, quand, d'après le postulat admis, toutes les propriétés et par suite aussi les dimensions géométriques restent invariables pour un observateur placé en k, on trouve que, pour un observateur placé en K, les dimensions « simultanées » d'une image vue de K doivent paraître modifiées exactement de la façon que Lorentz a admise comme base de son hypothèse. Il y a réciprocité complète entre toutes les lois trouvées, c'est-à-dire que l'on peut échanger les systèmes K et k, le système « immobile » et le système « en mouvement ». Les résultats accessibles à l'expérience sont donc les mêmes dans les conclusions des deux savants, mais tandis que Lorentz montre seulement que ses hypothèses conduisent au résultat désiré, sans en conclure que ce résultat ne peut pas être obtenu d'une autre façon, Einstein montre que, si l'on prenait comme point de départ de toute la physique le principe du mouvement relatif, nécessairement la cinématique du corps solide devrait être modifiée de la façon indiquée et les équations de l'électrodynamique devraient prendre la forme trouvée par Lorentz et par lui.

Les deux auteurs donnent, pour un électron se déformant de la façon indiquée, les équations du mouvement correspondantes qui diffèrent sensiblement des équations d'Abraham. Une application des équations de Lorentz à nos mesures antérieures a conduit au résultat surprenant que nos observations étaient représentées par ces équations avec la même exactitude que par les équations d'Abraham reposant sur l'hypothèse de l'électron indéformable. Cependant, les valeurs de la vitesse que l'on devait ajouter aux points des courbes mesurées par nous pour obtenir la concordance avec la formule de Lorentz étaient de 5 à 7 pour 100 plus petites que ne l'exigeait la formule d'Abraham. Il se présentait donc un moyen pour trancher entre les deux théories.

Si l'on parvenait à déterminer les vitesses correspondantes aux différents points des courbes indépendamment de la théorie sur l'électron prise comme base et directement d'après les constantes du dispositif expérimental, et à comparer ces valeurs avec celles que donnerait l'une ou l'autre théorie d'après la forme de la courbe photographiée, on pourrait prendre le plus ou moins grand degré de concordance entre les deux systèmes de valeurs comme criterium de l'exactitude de l'une des deux théories. Naturellement, il pourrait se faire qu'aucune des deux théories ne donnât une concordance suffisante ou que d'autres hypothèses fondamentales fussent encore nécessaires pour l'obtention d'un résultat satisfaisant.

Abraham indiqua que la déformation de l'électron de Lorentz exigerait un travail de sorte

que, pour ne pas être en contradiction avec la loi de conservation de l'énergie, il fallait admettre une « énergie potentielle intérieure » de l'électron : une base purement électromagnétique de la mécanique de l'électron et aussi de la mécanique serait donc impossible si de nouvelles mesures montraient l'exactitude de la théorie de Lorentz. Cette conclusion subsisterait également si, à la place du travail d'une énergie intérieure inconnue de l'électron, on supposait, comme l'indique Poincaré, une pression extérieure universelle également inconnue, qui produirait le travail de compression nécessaire sur l'électron.

Ces difficultés n'existent pas quand on admet l'hypothèse d'Abraham, ou bien celle que Bucherer a proposée, et dans laquelle on admet que l'électron se déforme *à volume constant,* de telle façon que le rapport des axes de l'ellipsoïde existant corresponde toujours à l'ellipsoïde de Heaviside (1). Ce rapport des axes s'appliquant aussi à l'électron de Lorentz, on peut déduire directement des équations de Lorentz les équations données par Bucherer pour la masse, l'énergie et l'impulsion de l'électron, en remplaçant le diamètre transversal invariable a de Lorentz par un diamètre transversal dépendant de la vitesse et tel que le volume de l'ellipsoïde reste égal à celui de la sphère primitive.

Quoique, d'après les démonstrations de Lorentz et de Einstein, il soit évident que l'électron de Bucherer ne puisse pas éviter en toute rigueur les influences de la vitesse absolue, il est cependant vraisemblable à priori que tout au moins les effets de deuxième ordre sont évités, au moins en partie. La discussion de cette question occupe actuellement Bücherer.

Avant de décrire les mesures que nous avons effectuées sur ce sujet, nous donnerons immédiatement les résultats définitifs de ces mesures :

Les résultats de mesure ne concordent pas avec l'hypothèse fondamentale de Lorentz-Einstein. L'équation d'Abraham et celle de Bucherer représentent également bien les résultats d'observation. Il semble impossible actuellement de décider entre ces deux équations par une mesure de la masse transversale des rayons β.

I

Dispositif expérimental pour le tracé des courbes.

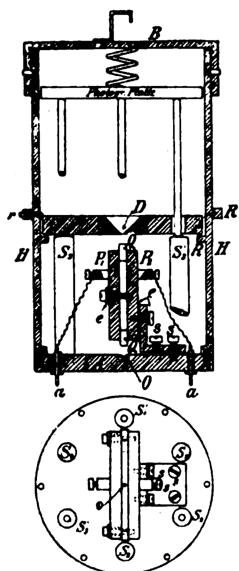
La disposition générale employée pour la détermination photographique de la déviation magnétique et électrique des rayons β est connue. Le principe fondamental consiste à faire agir simultanément deux champs parallèles, un champ magnétique et un champ électrique, qui produisent des déviations perpendiculaires l'une à l'autre. Par suite du manque d'homogénéité de la radiation, on obtient une courbe de déviation ; chaque point de celle-ci correspond à une vitesse déterminée et à une masse déterminée de l'électron. En inversant le champ électrique, on obtient deux branches de courbes symétriques, dont l'axe central détermine la direction de la déviation magnétique.

Ce dispositif expérimental a été un peu modifié par nous dans nos récentes expériences, en vue d'obtenir la plus grande exactitude possible. L'étude des courbes correspondant aux différentes théories a montré que celles-ci diffèrent très peu les unes des autres, et que, pour pouvoir obtenir expérimentalement des résultats permettant de décider en faveur de l'une ou l'autre théorie, il fallait une très grande exactitude dans la détermination des dimensions de l'appareil et des intensités de champ.

L'appareil (fig. 1) consistait en un cylindre de laiton H fermé par un disque sur lequel un

(1) C'est-à-dire que $b/a = \sqrt{1 - \beta^2}$, en posant $\beta = q/c$.

petit creux O contenait le radium actif. Les rayons β émis par celui-ci traversaient l'espace compris entre deux plaques de condensateur P_1 et P_2, passaient à travers un diaphragme D de $0^{mm},2$ de diamètre, et tombaient sur la plaque photographique. Ce diaphragme en platine était maintenu dans une plaque en laiton supportée par trois colonnettes S_1 S_2 S_3 : cette plaque était rigoureusement parallèle à A, et les surfaces étaient rigoureusement planes. Trois vis de réglage servaient à centrer le diaphragme. Le condensateur, placé entre le fond et le diaphragme, était constitué par deux plaques de laiton rigoureusement planes maintenues à un écartement absolument invariable par quatre plaquettes de quartz Q. Tout le condensateur était supporté par une équerre en laiton fixée par des vis *s* de telle façon que son inclinaison pût être modifiée entre d'étroites limites. La plaque était isolée du support par une feuille d'ivoire *e* bouillie dans la paraffine. Le jeu existant dans les trous de vis permettait d'amener le condensateur verticalement au-dessus du logement contenant le radium, de telle façon que celui-ci se trouvât exactement à égale distance des deux plaques. Les fils de jonction *aa* étaient également isolés par de l'ivoire.


Fig. 1. — Appareil employé.

La figure 2 montre l'appareil placé à l'intérieur d'un récipient en verre entre les pôles de l'aimant servant à la production du champ magnétique. L'anneau R' existant à l'extérieur de l'enveloppe reposait sur l'anneau S soudé dans l'appareil en verre. Des godets à mercure permettaient d'établir lecontact des conducteurs avec des fils extérieurs et la mise à la terre de l'enveloppe en laiton. Tout l'appareil était fixé sur une plaque de bois. La cloche H, fermée par un joint au mercure, permettait d'ouvrir l'appareil pour changer les plaques.

Les aimants employés pour la production du champ magnétique étaient lamellés et avaient 30 centimètres de longueur de culasse : l'emploi d'aimants offre sur l'emploi d'électro-aimants un avantage important, car on n'a pas à s'occuper de maintenir constant le courant d'excitation pendant de longues périodes.

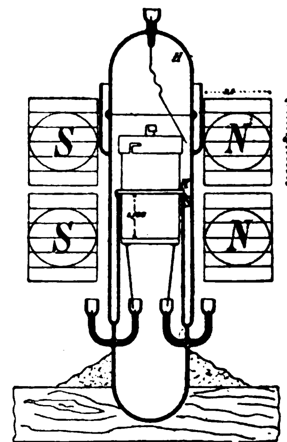


Fig. 2.

Le champ électrique était produit par une batterie d'accumulateurs de 800 éléments formant 5 groupes de 160 éléments reliés en série ou en parallèle. Un appareil de compensation permettait de comparer la différence de potentiel aux bornes de la batterie à la f. é. m. d'une pile étalon de Weston. Un commutateur automatique, formé d'un fil très léger et d'un petit tube de verre, permettait de charger alternativement, toutes les deux secondes, au potentiel + U ou — V, deux bouteilles de Leyde dont les armatures extérieures étaient à la terre. De cette façon, on disposait, pour la production du champ électrique, d'une différence de potentiel 2V double de celle de la batterie.

Tout le récipient en verre était vidé au moyen d'une pompe à air à mercure rotative et d'une pompe à huile de Fleuss, au moyen de laquelle on commençait le vide. Environ 25 à 30 minutes après le commencement du vidage, on faisait agir le champ. Le vidage se prolongeait ensuite pendant 1 ou 2 heures. L'opération de l'enregistrement photographique durait 40 à 48 heures.

Les plaques photographiques, préparées par le Dr Schleussner, étaient en glaces à miroir

découpées en disques ronds : la couche active était particulièrement adhérente, pour éviter son décollement lors du séchage produit par le vide.

Le corps radio-actif employé était du bromure de radium pur de Buchler maintenu en place par un peu de cire.

II

Méthodes de mesure et résultats d'expérience.

1° *Dimensions de l'appareil.* — Pour le calcul des courbes, les grandeurs géométriques suivantes interviennent :

a) La distance du fond de l'appareil au diaphragme B'C ;

b) La distance du diaphragme jusqu'à la pellicule photographique A'B' ;

c) La hauteur des plaques du condensateur DE ;

d) La distance du bord inférieur et supérieur des plaques du condensateur au diaphragme ou au fond DB' et EC ;

e) La distance des plaques du condensateur ;

f) La grandeur et la position du grain radio-actif ;

g) La position de l'appareil par rapport au champ magnétique.

Les mesures furent faites avec des appareils de précision de la maison Zeiss. Pour la mesure des distances indiquées en *a* et *b*, on employa une plaque de verre à faces parallèles, dont la position est figurée en pointillé, placée d'abord sur les colonnes S et ensuite sur les colonnes S'. La distance A'B', égale à AB, était déterminée directement. La distance B'C était déterminée en soustrayant de BC l'épaisseur connue de la plaque. La position de C était d'abord déterminée par une mesure en cinq points $C_1 \ldots C_5$: un sixième point non accessible C_6 pouvait être facilement calculé puisque la surface était rigoureusement plane. On pouvait donc ainsi déterminer la hauteur du centre C_0 par le calcul. Sur le plan B, on faisait la mesure pour trois points B_1 B_2 B_3 dont les projections sur C tombaient chacune entre deux points C, de sorte que l'on eût : $B - C = B_1 - (C_1 + C_6)/2 \ldots$, etc. On opérait de même sur le plan A. Une mesure faite en trois points servait à déterminer la hauteur des bords D des plaques de condensateur au-dessus du fond : les points D_4 et D_2 étaient rapportés à $(C_2 + C_4)/2$, les points D_1 et D_3 à $(C_1 + C_5)/2$, et les points D_5 et D_6 à C_0. La hauteur DE des plaques était mesurée au moyen du comparateur.

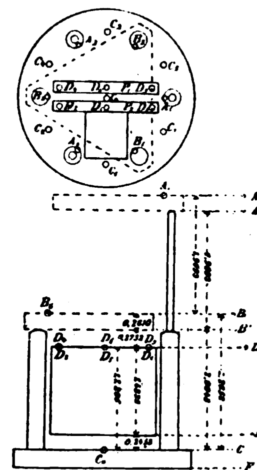


Fig. 3.

Les résultats de ces mesures ont été les suivants :

$$A'B' = 1{,}9693 \text{ cm} ; \quad B'C = 2{,}0048 ; \quad DC = 1{,}7296 ; \quad DE = 1{,}4838 \text{ cm}.$$

La distance entre les plaques du condensateur, dont la mesure a présenté de grandes difficultés, fut trouvée égale à 0,1242 centimètre $\pm$ 0,0001.

En ce qui concerne le fragment de bromure de radium employé, la hauteur du centre de gravité fut trouvée égale à $0^{cm},0085$. Si les rayons β étaient émis par toute la masse sans absorption, ce centre de gravité pourrait être considéré comme le point de la source de radiation. Si, au contraire, il se produisait une forte absorption dans le cristal, la surface seule interviendrait comme source de radiation et il faudrait considérer le centre de gravité de la surface tournée vers le haut : la hauteur de ce centre de gravité était $S_0 = 0{,}0138$. Comme

position moyenne de l'origine des rayons, l'auteur a pris la moyenne arithmétique des deux valeurs $X_0 = 0^{cm},0111$. L'erreur ainsi commise est, en tous cas, inférieure à $(0,0138 - 0,0085)/2 = 0^{cm},0026$, c'est-à-dire au millième du trajet entre le radium et le diaphragme.

L'orientation de l'appareil dans le champ magnétique était donnée par la distance de la surface inférieure de l'anneau R' au fond C : cette distance était de $2^{cm},113$. Le parallélisme entre les directions du champ électrique et du champ magnétique était déterminé et contrôlé au moyen de repères et d'une échelle.

2° *Valeur du champ magnétique.* — La mesure du champ magnétique comprenait deux parties : la mesure de champ relative et la mesure absolue. La répartition relative du champ le long de la trajectoire des rayons fut déterminée avec une petite bobine d'épreuve en fil de $0^{mm},1$ que l'on pouvait tourner de 180° en certains points de la trajectoire et qui était reliée à un galvanomètre ballistique. On déterminait l'azimuth de la bobine perpendiculaire à la direction du champ en mesurant la déviation ballistique obtenue en différents points pour une rotation de la bobine de 180°, et en prenant la position pour laquelle cette déviation était maxima. Le tableau suivant indique la répartition relative du champ à partir du point indiqué ci-dessus comme origine.

TABLEAU I

Répartition relative du flux magnétique.

x_{cm}	− 1	− 0,5	0,0	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5
$H_{relat.}$	434,5	450,5	460,0	466	467,5	468	466	462,5	459	455	450,5	444

On voit, d'après ce tableau, que le champ est très homogène dans la région considérée, c'est-à-dire de $x = 0$ jusqu'à $x = 4$. Les valeurs extrêmes 468 et 450,5 ne diffèrent que de 4 pour 100, l'écart maximum par rapport à la moyenne étant 2 pour 100. Quelques mesures furent faites avec l'appareil déplacé de 5 millimètres dans la direction de la déviation magnétique des rayons ; ces mesures montrèrent que le champ le long de la trajectoire déviée diffère au plus de 2 pour 1000 du champ le long de la trajectoire non déviée.

Pour déterminer la valeur absolue du champ, on prit une bobine soigneusement calibrée dans laquelle on faisait passer un courant mesuré par un appareil de précision dont les indications étaient rapportées, au moyen d'un appareil de compensation, à un ohm étalon et un élément étalon de Weston. Immédiatement après avoir mesuré la déviation ballistique obtenue par la rotation de la bobine d'épreuve dans le champ des aimants, pour une valeur de x arbitrairement choisie, on répétait la même mesure en plaçant la bobine d'épreuve dans la bobine magnétisante et en réglant le courant de celle-ci de telle façon que la déviation fût la même.

Comme moyenne de onze mesures, on trouva, pour $x = 1,0$, une déviation ballistique $n = 95,3 \pm 0,04$ dans le cas où la bobine était placée dans le champ des aimants. Pour la bobine d'épreuve placée dans le champ de la bobine magnétisante, on trouva, comme moyenne de six mesures, la valeur suivante du rapport de la déviation N au courant magnétisant J : $N/J = 2,786 \pm 0,007$. Pour produire au point $x = 1$ un champ égal à celui des aimants, il fallait donc un courant d'intensité

$$J = 95,3/2,787 = 34,19 \text{ ampères} \pm 0,08.$$

Soit r le rayon moyen d'enroulement de la bobine magnétisante, a la distance entre le

centre de la bobine d'épreuve et le plan moyen d'enroulement de la bobine magnétisante, n le nombre de tours : l'intensité de champ est donnée par la formule :

$$H = \frac{0,2\pi n J r^2}{(r^2 + a^2)^{3/2}}.$$

On avait : $r = 10,47 \pm 0,02$; $a = 5,38 \pm 0,02$; $n = 100$; $J = 34,19 \pm 0,08$.

On en déduit : $H = 144$ gauss $\pm 0,9$.

La mesure relative du champ avait donné, pour $x = 1$: $H_{rel} = 467,5$. Le champ absolu peut donc être déduit du champ relatif par multiplication avec le facteur $144/467,5 = 0,3080$. La répartition de H est donnée par le tableau II.

TABLEAU II

Valeur absolue du champ magnétique.

x	H_{obs}	H_{calc}	DIFFÉRENCE
0,0	141,7	141,7	0
0,5	143,5	143,2	+0,3
1	144,0	144,0	0
1,5	144,2	144,0	+0,2
2	143,5	143,5	0
2,5	142,5	142,6	−0,1
3	141,4	141,4	0
3,5	140,2	140,2	0
4	138,8	138,9	−0,1

Les valeurs H_{calc} sont obtenues au moyen de l'équation empirique

$$H = 141,7 + 4,1\,x - 2x^2 + 0,2\,x^3.$$

Cette équation sera utilisée plus loin pour la détermination de l' « intégrale de champ ».

3° *Répartition du champ électrique.* — Pour déterminer la répartition relative du champ électrique, on a établi en glaces argentées une copie de la moitié supérieure du condensateur et du diaphragme placé en dessus avec un grossissement de 29 fois. Au-dessus du diaphragme, dont le diamètre ainsi grossi avait 6 millimètres, était placé un tube en laiton à l'extrémité inférieure duquel était une tête de torsion portant une tige de laiton munie d'une échelle à l'extrémité inférieure de laquelle était suspendu un petit miroir tenu par un fil de platine de 20 centimètres de longueur et $0^{mm},05$ de diamètre. Ce miroir en argent pur avait un diamètre de 5 millimètres et une période d'oscillations de 10 secondes environ. Lorsque, le plan du miroir étant perpendiculaire aux plaques du condensateur, on chargeait celles-ci aux potentiels de +320 et −320 volts, en reliant à la terre le miroir, l'action d'influence produite sur celui-ci par le champ électrique abaissait à 6, 7 secondes la durée d'oscillation. On comptait le nombre d'oscillations correspondant à une durée de 3 minutes.

En appelant t_0 la durée d'oscillation sous l'action du champ, t cette durée quand le champ agit, V la tension agissante, K une constante de l'appareil, le champ F pour la différence de potentiel unité entre les plaques est donné par la formule :

$$F^2 = \frac{K}{V^2}\left(\frac{1}{t^2} - \frac{1}{t_0^2}\right).$$

Le second terme de la parenthèse étant, en général, petit vis-à-vis du premier, on peut

admettre que l'erreur relative commise sur F est égale à l'erreur relative commise sur t, c'est-à-dire 0,015 seconde/6,7 seconde ou 2,2 pour mille. Entre les plaques et très près des bords, la théorie et l'expérience montrent que le champ est pratiquement constant. Dans cette région, on peut calculer la valeur absolue du champ d'après la distance entre les plaques et la différence de potentiel moyenne. Le tableau III indique les intensités de champ observées en mesure relative : le champ dans la partie homogène a été pris comme unité.

TABLEAU III

Répartition relative du champ électrique.

x_{cm}	1,493	1,562	1,665	1,735	1,770	1,805	1,840	1,874	1,909	1,943
$F_{relat.}$	0,997	1,003	0,994	0,796	0,557	0,375	0,247	0,170	0,104	0,050

TABLEAU IV

Déviations observées.

PLAQUE N°	z_b cm	y^b cm	TENSION MOYENNE EN VOLTS AU CONDENSATEUR
10	0,1771	0,0357	2605
	0,2271	0,0486	
	0,2771	0,0639	
	0,3271	0,0797	
11	0,2000	0,0420	2603
	0,2500	0,0546	
	0,3000	0,0695	
	0,3500	0,0866	
	0,4000	0,1083	
	0,4500	0,1300	
	0,5000	0,1540	
12	0,1353	0,0271	2601
	0,1853	0,0395	
	0,2353	0,0529	
	0,2853	0,0688	
	0,3353	0,0863	
	0,3853	0,1051	
	0,4353	0,1263	
	0,4853	0,1493	
13	0,1254	0,0288	3250
	0,2054	0,0511	
	0,2554	0,0688	
	0,3054	0,0894	
	0,3554	0,1123	
	0,4054	0,1392	
	0,4554	0,1664	
15	0,2290	0,0313	1631,5
	0,3290	0,0527	
	0,4290	0,0767	
	0,5290	0,1064	
	0,5790	0,1336	

TABLEAU V

Déviation réduite au même champ électrique.

N°	PLAQUE N°	z_b	y_r	p
1	13	0,1254	0,0222	1,3
2	12	0,1353	0,0261	1
3	13	0,1456	0,0262	1,3
4	10	0,1771	0,0343	1
5	12	0,1853	0,0380	1
6	11	0,1903	0,0369	1
7	13	0,1956	0,0377	1,3
8	11	0,2000	0,0403	1
9	13	0,2054	0,0393	1,3
10	10	0,2271	0,0466	1
11	15	0,2290	0,0480	0,65
12	12	0,2353	0,0509	1
13	11	0,2403	0,0492	1
14	13	0,2456	0,0504	1,3
15	15	0,2487	0,0536	0,65
16	11	0,2500	0,0524	1
17	13	0,2554	0,0529	1,3
18	10	0,2771	0,0613	1
19	12	0,2853	0,0662	1
20	11	0,2903	0,0629	1
21	13	0,2956	0,0650	1,3
22	11	0,3000	0,0668	1
23	13	0,3054	0,0688	1,3
24	10	0,3271	0,0765	1
25	15	0,3290	0,0807	0,65
26	12	0,3353	0,0830	1
27	11	0,3403	0,0798	1
28	13	0,3456	0,0832	1,3
29	15	0,3487	0,0870	0,65
30	11	0,3500	0,0832	1
31	13	0,3554	0,0863	1,3
32	10	0,3771	0,0989	1
33	12	0,3853	0,1011	1
34	11	0,3903	0,0995	1
35	13	0,3956	0,1031	1,3
36	11	0,4000	0,1040	1
37	13	0,4054	0,1071	1,3
38	15	0,4290	0,1175	0,65
39	12	0,4353	0,1214	1
40	11	0,4403	0,1251	1
41	13	0,4456	0,1243	1,3
42	15	0,4487	0,1247	0,65
43	11	0,4500	0,1249	1
44	13	0,4554	0,1280	1,3
45	12	0,4853	0,1436	1
46	11	0,5000	0,1479	1
47	15	0,5290	0,1630	0,65
48	15	0,5487	0,1714	0,65
49	15	0,5790	0,1894	0,65

La valeur absolue du champ électrique dans l'appareil lui-même, pour une différence de potentiel V est obtenue par multiplication des chiffres ci-dessus avec le rapport V/0,1242. La valeur de V, n'est pas absolument constante : la variation peut être prise égale au millième environ.

4° *Étude des plaques obtenues.* — L'étude des plaques obtenues était faite au moyen d'un comparateur de Abbé à deux microscopes se déplaçant sur une glissière graduée en cinquièmes de millimètre, chaque microscope portant un micromètre oculaire divisé en microns. L'échelle de la glissière du comparateur servait à la mesure de la déviation électrique y. Pour pouvoir déplacer aussi la plaque dans la direction de la déviation magnétique z et mesurer ce déplacement, on avait muni le comparateur d'une seconde glissière perpendiculaire à la première, et servant de support à la plaque. La graduation de la glissière du comparateur pouvait être considérée comme rigoureusement exacte. La graduation du micromètre en verre fut vérifiée, et l'on trouva que 10 millimètres du micromètre correspondaient à une valeur réelle de $9^{mm},975$. Les valeurs observées z doivent donc être réduites de 2,5 pour 1 000. Cette correction n'est pas faite dans le tableau donné ci-dessous, mais est faite plus loin dans les constantes finales.

Les mesures étaient conduites de la façon suivante : la plaque était d'abord orientée sous le micromètre en verre de telle façon que les deux branches de courbes fussent symétriques par rapport à la direction z, puis on déterminait la coordonnée z de l'origine (z_0); l'erreur moyenne était de 3 millièmes de millimètre. Ensuite, on déterminait la distance $2y$ de deux branches de courbes pour des valeurs arbitraires de z, croissant en général par intervalles de $0^{mm},5$. Les résultats de mesure ainsi obtenus sur cinq plaques sont résumés dans le tableau IV. Dans celui-ci, z_b représente la coordonnée z « observée » comptée à partir de l'origine de la courbe, y_b la coordonnée y correspondante, c'est-à-dire la demi-distance de deux branches de courbes. Les indices b servent à distinguer les grandeurs observées des grandeurs réduites indiquées plus loin.

Pour utiliser les résultats, il est commode de ne pas considérer les courbes en elles-mêmes, mais de les réduire toutes en une seule, en réduisant les ordonnées à une tension arbitrairement choisie. Le tableau V indique les déviations y_r réduites à une tension de 2 500 volts, d'après la formule $y_r = 2500\, y_b/V$. La signification des chiffres p de la dernière colonne est indiquée plus loin.

(*A suivre.*) W. KAUFMANN.

LES INSTALLATIONS DE TRACTION ÉLECTRIQUE DE NICE ET DU LITTORAL

Dans ces dernières années, la Compagnie Thomson-Houston et la Société de l'Énergie électrique du littoral méditerranéen ont donné une extension considérable aux entreprises électriques dans les départements des Alpes-Maritimes et du Var pour desservir les différentes stations réparties sur la « côte d'Azur ». Parmi ces entreprises, l'une des plus remarquables et des plus intéressantes est, sans contredit, le réseau de tramways électriques qui s'étend actuellement sans interruption sur une cinquantaine de kilomètres compris entre Cagnes

(entre Cannes et Nice) et Menton, en passant par Nice, Villefranche, Beaulieu, Monte-Carlo

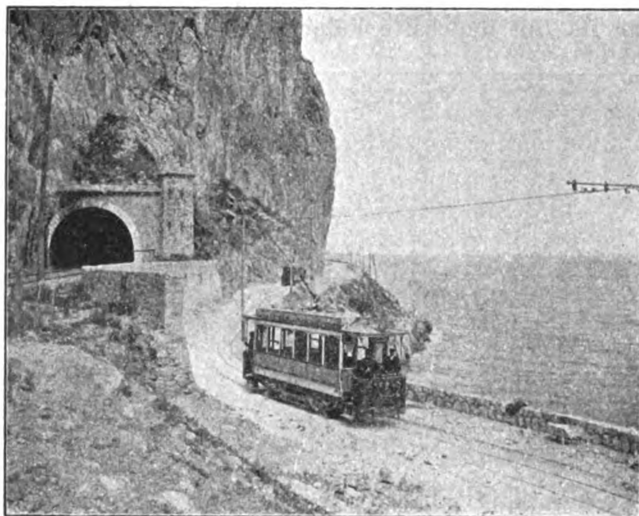


Fig. 1. — Ligne de Nice à Monte-Carlo. — Cap Rous.

et le Cap Martin. Ces installations, intéressantes pour l'ingénieur à cause des difficultés surmontées par la compagnie exploitante, et pour le simple voyageur à cause du spectacle

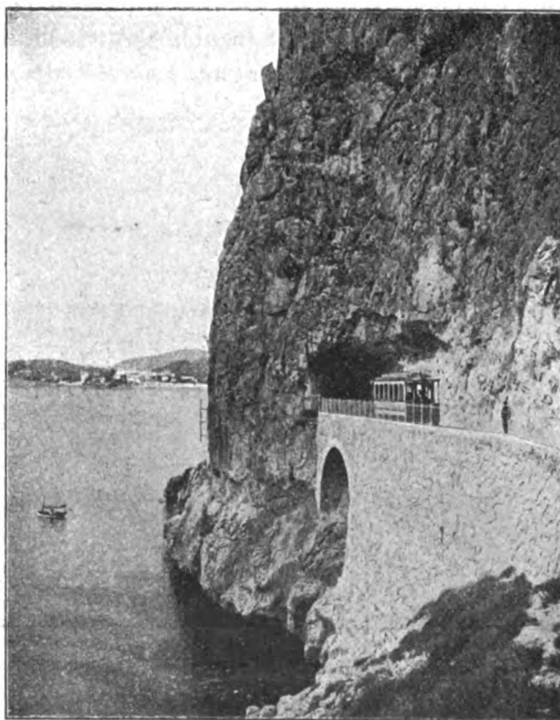


Fig. 2. — Ligne de Nice à Monte-Carlo. — Tunnel du Cap Rous.

merveilleux que lui permet de contempler la nouvelle ligne de tramways, méritent qu'on leur consacre quelques lignes de description.

***

La ligne suit le bord de la mer en longeant la route de la Corniche, taillée le plus souvent dans le roc. Entre Nice et Monte-Carlo, les travaux pour la pose de la voie ont été extrêmement importants, car ils ont nécessité l'élargissement de la route et l'agrandissement

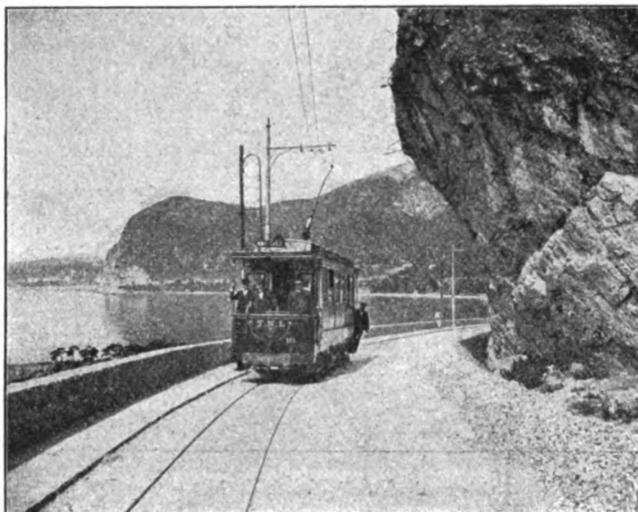


Fig. 3. — Ligne de Nice à Monte-Carlo. — Passage de l'Isoletta.

des tranchées et des tunnels creusés dans le rocher, ainsi que la réfection des murs de soutènement du côté de la mer et des ponts qui franchissent les vallons profonds dans lesquels coulent les torrents descendant de la montagne. La voie, de un mètre de largeur, est

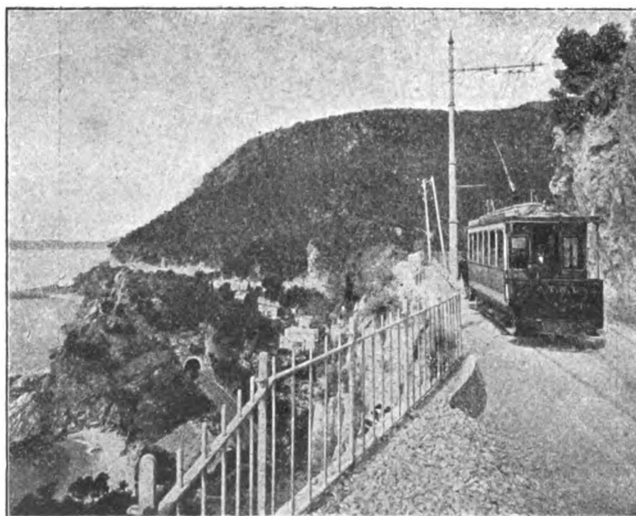


Fig. 4. — Ligne de Nice à Monte-Carlo. — Environs du Cap d'Ail.

double sur la majeure partie du trajet compris entre Nice et Monte-Carlo : en certains points cependant, le resserrement de la route est tel que la ligne a dû être posée en voie simple. La voie est établie en rails Broca, pesant 45 à 47 kilogrammes par mètre courant, noyés dans la chaussée. Les figures 1 à 4 représentent quelques-uns des points de passage

de cette ligne et donnent une idée du tracé de la route, ainsi que des tournants et des rampes que celle-ci présente.

Entre Monte-Carlo et Menton, la ligne est généralement à simple voie; elle présente une portion tout à fait remarquable de 1 700 mètres de longueur établie en dehors de la route

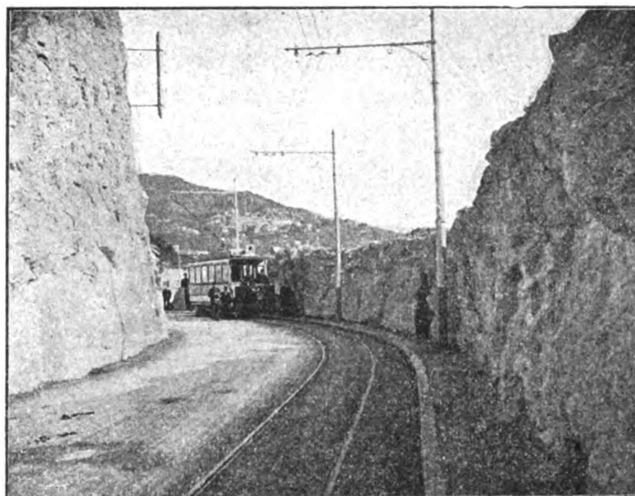


Fig. 5. — Ligne de Monte-Carlo à Menton. — Saint-Roman.

et constituée par une voie en rails Vignole sur traverses, avec contre-rails dans les tournants de faible rayon. Cette portion, où la ligne franchit le promontoire escarpé et rocheux du Cap Martin, présente une différence de niveau de 60 mètres environ entre son milieu et ses extrémités; la voie s'étend sur une grande partie du promontoire pour revenir ensuite



Fig. 6. — Ligne de Monte-Carlo à Menton. — Cap Martin.

sur elle-même par un souterrain de 105 mètres de longueur, en courbe de 35 mètres de rayon. Deux rampes extrêmement dures donnent accès à ce souterrain et sont visibles sur les figures 6, 7 et 8.

Outre les lignes locales qui desservent Nice et sa banlieue, Cimiez par exemple, il y a

lieu de mentionner la ligne de Contes, qui remonte la vallée du Paillon et dessert, sur son parcours, l'usine de Contes-les-Pins : celle-ci, où sont fabriqués des chaux et ciments, assure à la Compagnie des tramways de Nice et du littoral un trafic annuel minimum de

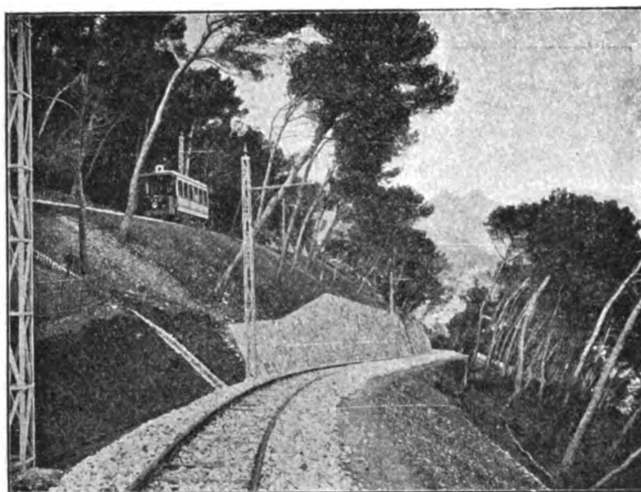


Fig. 7. — Ligne de Monte-Carlo à Menton. — Cap Martin.

60 000 tonnes de marchandises qui sont dirigées soit vers le port, soit vers différents entrepôts reliés au réseau par des embranchements particuliers. La figure 9 montre un train de marchandises de la ligne de Contes. Le service des marchandises prendra d'ailleurs,



Fig. 8. — Ligne de Monte-Carlo à Menton. — Cap Martin.

dans peu de temps, sur tout le réseau de tramways électriques, un développement considérable par suite d'un accord conclu entre la Compagnie exploitante, la Compagnie des chemins de fer du Sud et la Chambre de commerce de Nice. Le port sera relié avec les gares de P.-L.-M. et du Sud : la traction sera effectuée par des tracteurs électriques à quatre moteurs permettant de remorquer des trains de 65 tonnes à une vitesse de 16 kilomètres à

l'heure sur des rampes de 4 pour 100; le matériel roulant sera celui des chemins de fer du Sud, dont la largeur de voie est aussi de un mètre.

Le matériel roulant servant à l'exploitation du réseau comprend 106 voitures automotrices à deux essieux et deux moteurs munies de freins à air et de freins électromagnétiques, 42 voitures de remorque munies de freins électromagnétiques, 3 fourgons automoteurs et 22 wagons à marchandises. En outre, il y a 20 automotrices courtes destinées à marcher toujours deux par deux et munies d'un équipement à unités multiples permettant de commander d'un seul point les appareils de réglage de la vitesse des deux voitures. Ces véhicules doubles assurent le service entre Nice et Monte-Carlo; ils sont à deux essieux ayant le minimum d'écartement et remplissent le même but que les voitures à bogies à

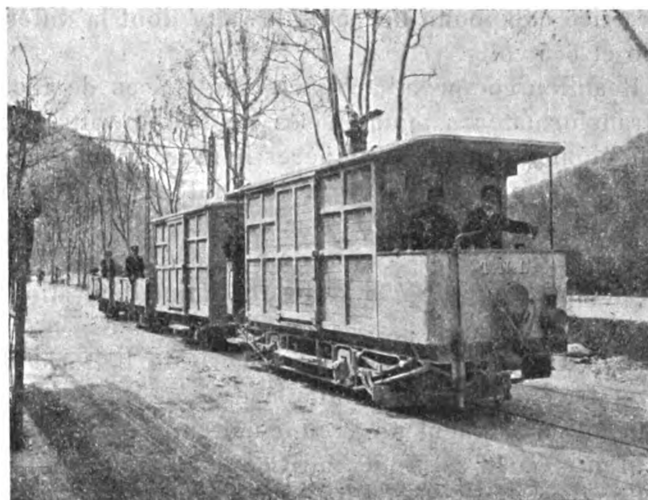


Fig. 9. — Ligne de Contes. — Train de marchandises.

grande contenance, dont l'emploi était impossible à cause de l'étroitesse de la route qui ne permet pas, dans les courbes, un écartement de voies suffisant pour le croisement de deux voitures longues. Un accouplement électrique de forte section, établi entre les deux voitures, permet de ne prendre le courant que par une seule des deux voitures. Toutes les voitures, motrices ou non, sont munies de freins de sûreté à main avec patins frottant sur les rails. La distribution du courant aux automotrices est faite par un fil aérien en cuivre dur supporté par des poteaux métalliques à console. La suspension du fil est du type élastique avec fil d'acier et supports à oreilles. Les poteaux métalliques de soutien sont formés soit par des tubes d'acier de trois diamètres différents enfoncés les uns dans les autres, soit par des pylônes métalliques quadrangulaires en treillis (sur la section allant de Monte-Carlo à Menton). A l'intérieur de la ville de Nice, la distribution du courant aux motrices est faite au moyen d'un caniveau à prise de courant souterraine, et les fils aériens sont supprimés.

Le courant continu à 550 volts nécessaire pour l'alimentation des différentes lignes de tramways est fourni par six sous-stations qui transforment les courants triphasés à 10000 volts et 25 périodes fournis par la Société de l'Énergie électrique du littoral méditerranéen. Les sous-stations sont placées aux points suivants : à Nice (dépôt de Sainte-Agathe, où sont établies les voies de remisage et les ateliers de réparation de la compagnie), à la Californie (entre Nice et Cagnes), à Beaulieu, au cap d'Ail (près de Monaco), à Monte-Carlo,

au Cap Martin. Une septième sous-station sera prochainement installée à Villefranche, à cause du trafic intense sur la partie du réseau Nice-Villefranche.

L'usine de Sainte-Agathe comprend deux moteurs-générateurs de 250 kilowatts et une batterie-tampon de 281 éléments Union de 1 030 ampères-heure en une heure, complétée par un survolteur-dévolteur composé d'un moteur shunt de 50 chevaux sous 550 volts et d'une dynamo à deux collecteurs de 35 kilowatts. L'inducteur de cette génératrice comprend des bobines shunt produisant une différence de potentiel aux bornes comprise entre 0 et 50 volts pour un débit de 350 ampères par collecteur, et un enroulement série produisant une différence de potentiel de 10 volts par 100 ampères de débit : cet enroulement est traversé par le tiers du courant total de ligne, dont l'intensité atteint 1 500 ampères. Les groupes moteurs-générateurs sont constitués chacun par un moteur synchrone à 10 000 volts entraînant une génératrice compound de 250 kilowatts dont la différence de potentiel aux bornes varie entre 550 et 625 volts.

La sous-station de Beaulieu comprend trois commutatrices de 150 kilowatts alimentées par des groupes de transformateurs monophasés de 55 kilowatts. Une batterie d'accumulateurs Union de 275 éléments de 780 ampères-heures en une heure et un survolteur dévolteur, semblable à celui de la sous-station de Sainte-Agathe, complètent l'installation. La sous-station de Beaulieu est alimentée normalement, pour 5 000 volts triphasés, par un câble à haute tension venant de la sous-station de Sainte-Agathe. Elle peut être reliée, par l'intermédiaire d'un transformateur de 450 kilowatts, à une dérivation de la ligne aérienne à 10 000 volts.

La sous-station du Cap d'Ail ne contient pas encore de batterie d'accumulateurs : elle comprend deux commutatrices de 150 kilowatts, avec les transformateurs correspondants, auxquelles sera adjoint prochainement un groupe moteur-générateur de 250 kilowatts.

La sous-station de Monte-Carlo est reliée au Cap d'Ail par un feeder de 3 500 mètres de longueur et de 150 millimètres de section. Elle contient deux commutatrices de 150 kilowatts avec leurs transformateurs et une batterie d'accumulateurs de 410 ampères-heure avec son survolteur-dévolteur. Elle dessert aussi le chemin de fer à crémaillère de la Turbie. La perte de charge dans le feeder de 150 millimètres de section, qui relie la sous-station au Cap d'Ail, est compensée par un groupe survolteur composé d'un moteur shunt de 70 chevaux à 700 tours alimenté sous 550 volts et entraînant une dynamo survoltrice de 350 ampères : cette machine est munie d'une excitatrice série qui lui permet de produire une différence de potentiel de 125 volts aux bornes pour un débit de 300 ampères.

La sous-station du Cap Martin contient deux commutatrices de 150 kilowatts à 6 pôles et les transformateurs correspondants : une machine à vapeur de 250 chevaux est prévue comme secours, avec une chaudière multitubulaire, pour entraîner les commutatrices, au cas où les courants à haute tension viendraient à manquer par suite d'une avarie à la ligne. Les commutatrices ont été spécialement dimensionnées en vue de leur fonctionnement éventuel comme génératrices. Une batterie de 265 éléments Union de 320 ampères-heure et son survolteur complètent l'installation. La perte de charge dans le feeder qui alimente la section comprise entre le Cap Martin et Monaco est compensée par un survolteur composé d'un moteur de 70 chevaux à 700 tours alimenté par du courant continu à 550 volts et entraînant une dynamo de 400 ampères qui produit 16 volts par 100 ampères de débit.

La sous-station de Villefranche comprendra deux commutatrices de 150 kilowatts.

On peut voir, d'après la rapide description qui précède, avec quelle intelligente vigueur la Société des tramways de Nice et du littoral multiplie les moyens de communication dans cette région si fréquentée. De nouvelles lignes seront encore prochainement créées : l'une

d'elles reliera Cagnes à Antibes, assurant ainsi la jonction Nice-Cannes; les autres relieront Saint-Jean au pont Saint-Jean, Antibes au Cap d'Antibes, le pont de Peille à l'Escarène, Nice à Levens, Menton à Sospel. Ces dernières lignes présenteront un profit tel que la traction électrique seule y est possible. Toutes ces installations montrent les avantages considérables que l'on peut retirer de l'emploi de la traction électrique.

A. Solier.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur le champ magnétique d'un électron tournant. — **Geest.** — *Physikalische Zeitschrift*, 1 mars 1906.

L'auteur a étudié la solution générale du problème du champ magnétique dû à la rotation d'un électron sphérique. Il emploie pour le calcul la méthode de Lorentz et de Wiechert. Il suppose que la charge de l'électron est uniformément répartie sur le volume compris entre les rayons a et b, et que l'électron tourne avec une vitesse angulaire uniforme ω. Le champ électrostatique, comme l'a montré Wind, n'est pas modifié par cette rotation. L'auteur a trouvé pour le potentiel, dans le cas où $a = o$, la formule

$$\frac{e\omega R^2}{20\pi c}\frac{\sin\gamma}{r^2},$$

en appelant R le rayon de l'électron, c la vitesse de la lumière, r la distance du point au centre. Quand cette distance est petite devant R, le potentiel devient $\frac{e\omega}{4\pi c}\left(\frac{1}{2R} - \frac{3}{10}\frac{r^2}{R^3}\right) r \sin\gamma$.

Le moment magnétique de la sphère solide uniformément chargée est $e\omega R^2/20\pi c$; celui d'une sphère creuse infiniment mince est $e\omega R^2/12\pi c$, et celui d'une sphère creuse épaisse est

$$\frac{e\omega}{20\pi c}\frac{b^5 - a^5}{b^3 - a^3}.$$

L'énergie magnétique totale intérieure et extérieure d'une charge superficielle est $e^2\omega^2R^2/36\pi c^2$: les deux tiers de cette quantité représentent l'énergie interne.

R. V.

Sur l'énergie interne des éléments. — **Soddy.** — *The Electrician*, 23 mars 1906.

L'auteur étudie la quantité inconnue d'énergie contenue dans les éléments chimiques et la possibilité de l'utiliser. Toute matière pouvant être regardée comme formée d'éléments composants, on regarde généralement ces derniers comme les points de départ à partir desquels on compte la quantité d'énergie contenue dans toute matière et, par convention, on suppose nulle la quantité d'énergie contenue dans tous les éléments. Évidemment, comme le montrent suffisamment les réactions chimiques, cela n'implique pas que les éléments soient dépourvus d'énergie. C'est par une convention similaire que l'on regarde la terre comme possédant un potentiel nul. La découverte des phénomènes radio-actifs a amené une modification profonde dans cette façon de voir. La quantité considérable d'énergie interne présentée par l'atome de radium ne peut pas être regardée comme particulière à ce corps. Dans ses propriétés chimiques, le radium est un élément tout à fait normal et typique et possède une nature chimique absolument identique à celle d'un élément inactif, le baryum. L'uranium était connu bien avant que sa radioactivité fût découverte et représente un autre élément chimique parfaitement normal. Or l'uranium, qui produit du radium avec une transformation d'énergie, doit posséder une quantité d'énergie supérieure à l'énergie du radium. Il est probable que tous les éléments possèdent une grande énergie interne et que leur caractéristique de stabilité et de permanence, ainsi que l'échec de tous les essais faits pour modifier artificiellement celle-ci, sont dus à l'existence de l'énergie interne. Les

forces dont nous disposons sont très petites en comparaison de celles qui se révèlent lorsque l'atome subit une modification, et on ne doit pas s'attendre à ce qu'une transmutation soit possible tant qu'on ne disposera pas de moyens beaucoup plus puissants. Supposons que l'on connaisse un moyen pour provoquer la désintégration complète, dans l'intervalle d'une année, de l'élément uranium par exemple, qui se désintègre annuellement d'un millième de millionième. On tirerait, de 1 gramme de cet élément, plus de mille millions de calories qui, converties en énergie électrique, seraient équivalentes à plus de 1 000 kilowatts-heure.

R. V.

***Hypothèse sur l'existence de rayons-canal de grande masse.* — Gehrcke.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 mars 1906.

Dans une étude récente (1), Stark et Hermann ont indiqué que, outre le spectre de l'hydrogène et de l'azote, les rayons-canal émettent aussi des traces de quelques vapeurs métalliques, telles que celles du mercure, de l'aluminium, du zinc, etc. Ils en concluent que, dans tous les spectrogrammes de la lumière des rayons-canal, ceux-ci n'étaient pas homogènes, mais étaient un mélange de rayons du gaz de remplissage et de rayons de l'hydrogène, de mercure et d'aluminium. Ces résultats, et les conclusions qu'on en tire sur les valeurs numériques trouvées jusqu'à présent pour la grandeur ε/μ, ont engagé l'auteur à développer une hypothèse qu'il a formée depuis longtemps sur l'existence des rayons-canal.

Ces rayons contiennent, comme l'a montré Wien, des particules positivement chargées dont la masse est de l'ordre de grandeur de celle d'une molécule gazeuse. Cependant, il existe aussi des corpuscules de rayons-canal de masse beaucoup plus considérable, par exemple ceux pour lesquels la valeur de ε/μ atteint 15,5. En supposant que ε représente la charge de la quantité élémentaire, on trouve par le calcul un poids moléculaire de 650. Des corpuscules aussi importants doivent sans doute pouvoir être rendus visibles au moyen de la méthode de Siedentopf et Zsigmondy. On peut supposer que les particules des rayons-canal de grande masse ne sont pas autre chose que des produits de désintégration de la cathode. En fait, il est évident qu'une cathode qui se désintègre doit émettre des corpuscules positifs. En effet, chaque particule métallique qui se sépare de la cathode et qui, au moment de sa séparation, peut être supposée négativement chargée doit, immédiatement après, présenter une charge positive par suite de la séparation d'électrons négatifs sous l'influence de lumière ultra-violette. Cet effet de Hallwachs, qui doit être encore renforcé par d'autres influences favorisant la séparation de la charge négative d'une particule métallique, doit se produire sur chaque partie métallique au voisinage de la cathode ; pour celle-ci elle-même, qui émet des rayons cathodiques, cette conséquence a été indiquée par Wehnelt.

En s'appuyant sur cette hypothèse, qui lie étroitement l'existence de rayons-canal de grande masse avec la désintégration de la cathode et l'effet de Hallwachs, on peut expliquer facilement une série de phénomènes observés sur les rayons-canal. En premier lieu, on comprend ainsi l'existence du poids moléculaire extrêmement élevé et le spectre magnétique existant même pour une cathode de potentiel constant. En effet, il est très vraisemblable à priori que toutes les particules résultant de la désintégration ne possèdent pas la même masse et la même vitesse. On peut comprendre aussi le phénomène, trouvé par Wien, de l'arrêt de la production de rayons-canal dans un vide très poussé, où également la luminescence du gaz et la pulvérisation cathodique diminuent. Enfin, le calcul fait par Wien, d'après lequel la masse des rayons-canal transportés dans un tube de Geissler de dimensions moyennes est plus grande, au bout de peu de temps, que la totalité du gaz contenu, s'explique facilement. Ce dernier fait, précisément, semble rendre très vraisemblable l'hypothèse que les corpuscules des rayons-canal ne proviennent pas, en totalité, du gaz lui-même, mais aussi d'une autre source.

Si l'hypothèse qui précède est exacte, il doit se produire des rayons-canal aussi en avant de la cathode, c'est-à-dire du côté tourné vers l'anode. En réalité, Goldstein a trouvé qu'il existe devant la cathode des rayons semblables aux rayons-canal, et les a nommés rayons K_1. Ces rayons n'ont pas une intensité comparable à celle des rayons-canal véritables, et cela est com-

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVI, 17 mars 1906, page 420.

préhensible, car les rayons K_1 doivent être ralentis par le champ électrique s'ils sont constitués par des particules chargées positivement.

Comme autres conclusions, on peut encore indiquer que les raies spectrales du métal cathodique existant dans la lumière des rayons-canal doivent présenter l'effet de doublet découvert par Stark.

La théorie qui précède peut avoir besoin d'être un peu modifiée pour être en accord complet avec les faits expérimentaux, mais il faut reconnaître qu'elle explique une série de faits expérimentaux jusqu'à présent inexpliqués. Le phénomène de la pulvérisation cathodique est encore obscur : il y a évidemment là un phénomène moléculaire de nature particulière.

R. V.

***Sur le mécanisme de la lumière positive.* — Villard.** — *Académie des Sciences*, 19 mars 1906.

L'auteur indique que la colonne positive doit être considérée comme une chaîne conductrice extensible, tendue entre l'anode et la cathode, et constituée par des molécules ou particules gazeuses immobiles ou en mouvement lent. Entourée d'ions négatifs ct de corpuscules, cette chaîne perd de l'électricité positive sur toute sa longueur, et l'intensité du courant qui la traverse diminue depuis l'anode jusqu'à l'espace obscur de Faraday où la chaîne anodique, disloquée par les corpuscules, cesse d'exister, tout le courant passant alors par les ions.

La colonne positive présente une électrisation positive sensible : elle est attirée par un objet chargé négativement. Pour la même raison probablement, elle est repoussée par les parois ; dans un tube étroit muni d'une tubulure latérale, elle s'infléchit devant cette tubulure, par répulsion de la paroi opposée : le centrage se rétablit plus vite du côté cathode que du côté anode. En employant un tube en U à branches rapprochées, on constate que deux portions de lumière positive à potentiels très différents s'attirent. L'attraction diminue quand l'intensité augmente, à cause de la répulsion électrodynamique. Il en est de même avec un fil parcouru par un courant.

Ainsi la colonne positive est une chaîne de particules gazeuses parcourue par le courant. Il reste à déterminer si l'émission de lumière est due au passage de ce courant ou à la dislocation progressive de la chaîne par le choc des ions négatifs. Certains faits tendent à faire supposer que c'est la première de ces deux hypothèses qui est exacte.

***Sur la température du manchon Auer.* — Rübens.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 mars 1906.

L'auteur a publié les résultats d'une étude sur le spectre du bec Auer (1) dans laquelle le pouvoir émissif du manchon incandescent était calculé approximativement en fonction de la longueur d'ondes. La méthode employée était la suivante. La répartition de l'énergie dans le spectre du manchon incandescent était d'abord déterminée expérimentalement. Ensuite on déterminait le rapport de la radiation totale du manchon et d'un corps parfaitement noir de même grandeur et structure, et de température quelconque bien connue. Finalement on évaluait, au moyen de différentes méthodes, la température d'incandescence du manchon et, en s'appuyant sur la loi de Stefan, on déterminait le rapport de la radiation totale du manchon à celle d'un corps noir de même température. En traçant la courbe d'énergie déterminée expérimentalement du manchon Auer et la courbe d'énergie du corps noir de même température calculée au moyen de la formule de Planck, de telle façon que les surfaces fussent entre elles comme les radiations totales des deux sources de radiations, on obtenait, pour chaque longueur d'ondes, le pouvoir émissif qui est égal au rapport des ordonnées des deux courbes.

L'exactitude de cette méthode a été contestée par Lummer et Pringsheim (2), en ce qui concerne la détermination de la température et particulièrement l'emploi d'un pyromètre de Holborn-Kurlbaum pour cette détermination. Ces auteurs font remarquer que, avec l'aide du pyromètre optique, on ne peut évaluer que la température noire d'un corps, mais non la température réelle de celui-ci. Cette remarque est parfaitement exacte mais, d'après l'auteur, ce fait n'est pas en contradiction avec les conclusions qu'il a tirées de son étude en ce qui concerne la température du manchon Auer. Pour éviter toute fausse interprétation de ses résultats, l'auteur donne quelques détails complémentaires sur sa méthode.

(1) Voir *Éclairage Électrique*, t. XLV, 23 décembre 1905, page 468.
(2) Voir *Éclairage Électrique*, t. XLVI, 3 mars 1906, p. 344.

En premier lieu, la détermination de la température repose seulement en faible partie sur les indications du pyromètre optique. Elle repose surtout sur le fait que, dans toute la région du spectre étudiée, comprise entre 0,45 et 18 microns, et pour une température du manchon Auer évaluée à 1800° absolus, tous les pouvoirs émissifs sont inférieurs à l'unité. Si la température du manchon était évaluée trop bas, il est très probable qu'en un point quelconque de cette région du spectre qui embrasse cinq à six octaves, le pouvoir émissif calculé dépasserait l'unité. Mais ce fait ne se produit pas, et l'on trouve pour les rayons résiduels du spath fluor et du sel gemme des pouvoirs émissifs du manchon Auer de 0,78 ou 0,85. Il est donc bien peu vraisemblable, quoique non impossible, que la température du manchon soit sensiblement plus élevée qu'on ne l'a supposé.

En second lieu, l'auteur a employé, dans ses mesures, le pyromètre optique d'une façon qui permet de juger de la « noirceur » de l'objet étudié. Il opérait, pour cela, de la façon suivante. On mesurait la température « noire » d'un manchon incandescent en visant avec le pyromètre optique le bord de celui-ci après avoir intercalé un verre bleu ou rouge. On trouvait ainsi les différences connues très sensibles de la température « noire » pour le bleu et le rouge (200°). Ensuite on plaçait quatre autres brûleurs Auer en étoile autour du premier et le plus près possible les uns des autres. On trouvait, en visant à nouveau le bord du manchon central, que la température « noire » avait considérablement augmenté dans le rouge et était restée la même dans le bleu. Cette expérience, ainsi que plusieurs autres, montrent que le pouvoir émissif du manchon dans le bleu doit être très élevé et doit être assez peu différent de l'unité.

L'hypothèse faite par l'auteur sur la température du manchon Auer semble donc bien fondée: des expériences faites en vue de déterminer cette température l'ont d'ailleurs confirmée. La méthode employée repose de nouveau sur l'emploi du pyromètre optique. La température « noire » qu'indique le pyromètre concorde avec la température vraie pour toutes les longueurs d'ondes quand il s'agit de l'étude d'un corps tout à fait noir. Pour pouvoir « noircir » le manchon Auer, l'auteur a employé une méthode indiquée par Paschen. Le bec Auer avec son verre était disposé au centre d'un globe de verre sphérique argenté à l'intérieur, que l'on pouvait placer et éloigner sans que le bec et le manchon en fussent ébranlés. Par un petit trou circulaire de 1 centimètre de diamètre, on visait avec le pyromètre un point du bord du manchon placé au voisinage du centre de la sphère, et l'on mesurait la température noire avec intercalation d'un filtre laissant passer les rayons bleus ou les rayons rouges. On répétait cette expérience avec globe et sans globe. Il ne fallait évidemment pas s'attendre à ce que la présence du globe argenté communiquât au manchon Auer les propriétés d'un corps parfaitement noir, car les conditions théoriques n'étaient pas entièrement réalisées. Ainsi, la surface réfléchissante du globe était diminuée d'environ 7 pour 100 par les ouvertures : en outre, il se trouvait, à l'intérieur du globe, des parties non éclairantes et absorbantes; enfin le pouvoir réfléchissant de l'argenture n'était pas égal à l'unité, mais seulement à 0,912 ou 0,936. Malgré cela, l'action noircissante du globe était très importante. Comme dans les expériences précédentes, les mesures faites au pyromètre ont montré une très faible augmentation de la température noire dans le bleu et une augmentation très considérable dans le rouge. Les résultats d'une expérience, dans laquelle les lectures étaient faites par deux observateurs différents K et R, sont reproduits dans le tableau suivant :

COULEUR	TEMPÉRATURE NOIRE			
	SANS GLOBE		AVEC GLOBE	
	K	R	K	R
Bleu $\lambda = 0{,}470\mu$. .	1 550°	1 558°	1 573°	1 578°
Rouge $\lambda = 0{,}650\mu$. .	1 340	1 343	1 440	1 437

On voit que la présence du globe augmente la température noire de 19° seulement dans le bleu et de 98° dans le rouge. Sans doute, la faible augmentation observée dans le bleu ne dépend qu'en partie de l'action noircissante du globe. Certainement elle est produite en partie par une augmentation factice de température du manchon. Des résultats qui précèdent, on doit conclure que le manchon incandescent est déjà presque « noir » dans le bleu sans l'adjonction du globe argenté et que le pouvoir émissif élevé du manchon Auer dans le bleu, indiqué par l'auteur,

correspond à peu près à la réalité ou, ce qui revient au même, que l'hypothèse faite par l'auteur sur la température de la partie du manchon considérée est à peu près exacte.

Comme température moyenne de la partie du manchon incandescent, l'auteur avait admis 1527° dans son étude précédente. La température maxima était d'environ 30° plus élevée. Dans la plupart des manchons, de provenances diverses, étudiés par lui avec un pyromètre optique et un globe argenté, l'auteur a trouvé des valeurs maxima comprises entre 1560° et 1590°. Il y a donc une complète concordance entre les anciennes et les nouvelles mesures.

R. V.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Facteur de charge d'usines génératrices électriques. — **Kimball.** — *Electrical World.*

L'auteur passe en revue les principaux points qu'il y a lieu d'envisager et définit ces points de la façon suivante :

$$\text{Facteur de charge} = \frac{\text{charge moyenne de l'usine}}{\text{charge maxima de l'usine}}$$

$$\text{Facteur de l'usine} = \frac{\text{charge moyenne de l'usine}}{\text{charge nominale totale de l'usine}}$$

$$\text{Facteur des machines} = \frac{\text{charge moyenne des machines}}{\text{puissance nominale totale des machines}}$$

L'auteur a étudié les moyens d'augmenter le facteur de charge : dans une installation de 400 kilowatts qu'il cite comme exemple, il a pu augmenter de 100 pour 100 l'utilisation de l'usine. Celle-ci sert aussi au chauffage : les machines à vapeur fonctionnent à échappement libre en hiver et avec condensation en été. L'auteur recommande comme règle générale de faire fonctionner les machines à vapeur plutôt en surcharge qu'à faible charge, en observant la règle inverse pour les chaudières. Les calculs indiqués par l'auteur pour les frais d'exploitation de cette usine avec différents facteurs de charge sont les suivants :

Kilowatts-heure par jour.	2640 kwh.
Charge maxima.	220 —
— moyenne.	110 —
Facteur de charge et facteur des machines	50 %
Frais d'exploitation pour un facteur de charge de 75 %	135 fr.
— — 50 %	218 »
— — 25 %	372 »

R. R.

Sur le rendement d'usines génératrices. — **Stott.** — *American Institute of Electrical Engineers.*

L'auteur étudie le rendement des usines génératrices modernes. Prenant l'exemple de la station centrale de la Rapid Transit C° de New-York, et admettant un pouvoir calorifique de 7000 calories par kilogramme de charbon, il trouve les résultats suivants en pour 100 du pouvoir calorifique.

Pouvoir calorifique par kilogramme de charbon. . .	100
Pertes de chaleur dans les résidus.	2,4
— dans les gaz évacués.	22,7
— dans la chaudière par radiation et par fuites, ainsi que dans la conduite de vapeur.	9,3
— dans la pompe d'alimentation et de circulation.	3
— dans le chauffage de la vapeur. . .	0,2
— dans la machine à vapeur (radiation, frottement).	1
Pertes électriques.	0,3
Pertes dans le condenseur..	60,1
Pertes dans les machines auxiliaires..	0,6
Pertes totales.	99,6
Énergie récupérée :	
Dans les réchauffeurs d'eau d'alimentation.. . . .	3,1
Dans les économiseurs.	6,8

Rendement thermique : 100 + 9,9 — 99,6 = 10,3 pour 100.

Le pouvoir calorifique du charbon doit être déterminé par des mesures calorimétriques. Les pertes dans les gaz évacués dépendent de la teneur en CO^2 et peuvent, avec le tirage artificiel et le chargement mécanique, être abaissées à 10 ou 12 pour 100. Les pertes dans les chaudières et dans les conduites peuvent être abaissées à 5 pour 100 par l'emploi d'enveloppes et de calorifuges; les pertes par frottements dans les machines peuvent être abaissées à 0,5 pour 100 : au total, le rendement thermique peut être élevé de 10,3 pour 100 à 14,5 pour 100.

L'emploi de turbines à vapeur avec de la vapeur surchauffée permet d'économiser 13,5 pour 100 de vapeur; la courbe de consommation est plus aplatie que celle des machines à pistons pour différentes charges. Avec des turbines à basse pression, on peut utiliser l'expansion plus loin qu'avec des cylindres à basse pression avec condenseur. La turbine à vapeur peut rendre des services dans les grandes installations de machines à pistons pour l'utilisation des vapeurs d'échappement; on augmente ainsi la puissance de 66 pour 100 et on réalise une économie de vapeur de 25 pour 100.

Les moteurs à gaz ont un rendement thermique élevé, qui atteint 30 pour 100, mais ils offrent l'inconvénient que leurs limites de charge sont comprises entre 50 pour 100 et 100 pour 100 de la pleine charge, et que la marche en surcharge est impossible.

La combinaison d'une machine à vapeur et d'une turbine à vapeur, la première pour une charge constante du côté à haute tension, la seconde pour les variations de charge (atteignant 100 pour 100), permet d'élever considérablement le rendement et d'abaisser de 25 pour 100 les frais de production du kilowatt-heure : les frais d'installation sont en même temps diminués de 22 pour 100.

La combinaison de 50 pour 100 de moteurs à gaz et 50 pour 100 de turbines à vapeur, en employant l'eau de réfrigération des premiers pour l'alimentation des chaudières, permet d'abaisser de 46 pour 100 les frais d'exploitation d'une installation de même puissance avec machines à vapeur. Les frais d'établissement sont diminués de 9 pour 100.

R. R.

Sur les frais de production du courant électrique avec moteurs à gaz alimentés par des hauts fourneaux. — **Freyn.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 4 mars 1906.

L'auteur indique et discute le prix de revient du courant électrique dans les installations de hauts fourneaux où les gaz qui s'échappent de ces appareils sont recueillis pour alimenter des moteurs à gaz. Dans l'exemple considéré, il admet que l'usine génératrice a une puissance de 10000 chevaux répartis en huit moteurs de 1 500 chevaux. Chaque moteur à gaz est supposé entraîner un générateur de 800 kilowatts à charge normale et 1 120 kilowatts en surcharge. L'énergie électrique est produite par ces générateurs sous la forme de courants triphasés à 25 périodes : la puissance normale est de 6 600 kilowatts. Les dépenses d'établissement sont évaluées à 300 francs par cheval effectif L'auteur calcule que, à pleine charge, le kilowatt-heure revient à 3 centimes et le cheval-an à 135 francs.

Une installation étendue de ce genre a été faite par la Société Cockerill qui possède sept hauts fourneaux en fonctionnement. L'installation comprend 333 électromoteurs, 660 lampes à arc et 5 600 lampes à incandescence. Les générateurs, dont la puissance totale s'élève à 3 700 kilowatts, sont entraînés par des moteurs à gaz qu'alimentent les gaz de hauts fourneaux. Le prix de revient du kilowatt-heure s'élève à peu près à 4 centimes.

B. L.

Contribution à la théorie du moteur d'induction monophasé (suite) (1). — **Fynn.** — *Electrical Review*, 2 et 9 mars 1906.

La théorie qui précède permet d'expliquer facilement toutes les propriétés bien connues du moteur d'induction monophasé. On voit immédiatement pourquoi ce moteur ne peut pas exercer de couple de démarrage, puisque le couple est dû au courant dans le rotor suivant l'axe CC et au flux moteur suivant l'axe DD : ce couple est donc nul quand l'un de ces deux facteurs est nul ou bien quand ils sont en quadrature. Le fait que le moteur tourne dans le sens dans lequel il a été préalablement lancé, est également facile à expliquer, puisque la f. é. m. f. r. change de sens quand on change le sens de rotation du lancé initial. A l'arrêt ou aux très faibles vitesses, quand la force contre-électromotrice n'a pas encore atteint une valeur appréciable en comparaison de f. t., les conditions dans l'axe de transformateur sont pratiquement celles d'un transformateur court-circuité et le courant de travail (courant du rotor dans l'axe CC) est décalé en arrière du flux de transformateur d'un angle beaucoup plus voisin de 180° que de 90°. A mesure que l'amplitude du flux moteur augmente par la rotation, sa phase vient peu à peu en quadrature avec celle du flux de transformateur. Plus est élevée la résistance des enroulements du rotor, et moins le courant de travail est décalé en arrière du flux de transformateur. La résistance des enroulements du rotor est plus grande proportionnellement dans les petits moteurs que dans les moteurs de forte puissance : les premiers atteignent donc beaucoup plus facilement leur vitesse.

Quand on a lancé le moteur dans un certain sens, le sens du couple reste le même si la direction du flux de transformateur est modifiée, puisque le courant de travail et le flux moteur changent de sens en même temps. La vitesse de

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 14 avril 1906, page 60.

rotation du moteur d'induction monophasé diminue peu quand la charge augmente et est d'autant plus faible que la résistance du rotor est plus faible. Si l'on suppose que le flux moteur reste constant, la chute de vitesse dépend seulement de la résistance du rotor et de l'amplitude du courant nécessaire dans l'axe CC pour produire, avec le flux moteur constant, le couple correspondant à l'augmentation de charge. Ce courant dépend de f. w., f. é. m. résultante dans l'axe de transformateur, et principalement de la différence entre la force électromotrice f. t. et la force contre-électromotrice. Si l'on suppose la différence de potentiel d'alimentation constante, ainsi que f. t., on voit qu'une augmentation du courant de travail ne peut se produire que par suite d'une diminution de la force contre-électromotrice. Or, celle-ci est proportionnelle à l'amplitude du flux moteur et à la vitesse ; le flux moteur étant supposé constant, il en résulte que la vitesse doit diminuer, cette diminution étant d'autant plus grande que la résistance de l'enroulement du rotor est plus élevée. En réalité, les conditions sont différentes. L'hypothèse d'un champ moteur constant n'a été faite que pour simplifier et pour permettre de se rendre compte approximativement des actions qui se produisent. Même avec une différence de potentiel constante aux bornes, le flux de transformateur ne reste pas constant. Les pertes Joule RI^2 croissant dans le stator, le flux diminue d'amplitude. La vitesse n'en est pas influencée directement, mais indirectement. Une réduction du flux de transformateur amène une réduction correspondante du flux moteur, puisque ce dernier dépend de l'amplitude du premier. La réduction du flux moteur entraîne une réduction proportionnelle de la force contre-électromotrice : la force électromotrice f. t. et la force contre-électromotrice étant réduites toutes deux dans la même proportion, la vitesse n'est pas altérée. Mais, le flux moteur étant réduit, il faut que le courant augmente pour que le couple reste constant : par suite, il faut que la vitesse diminue. Toute diminution de vitesse entraîne une diminution du flux moteur, d'où résulte un nouvel accroissemement du courant de travail (axe CC) pour que le couple reste constant : cet accroissement augmente encore la réduction de vitesse. Dans ces conditions désavantageuses, il se produit une augmentation de la force électromotrice f. s. avec l'augmentation du courant dans le rotor ; plus f. s. est considérable et plus le décalage entre le courant de travail et le flux moteur est grand, et alors plus il faut un courant intense pour produire le même couple, même si le flux moteur n'est pas soumis à d'autres variations. Mais puisque l'augmentation du courant de travail ne peut être obtenue que par une réduction de la vitesse, et puisqu'une telle réduction est forcément accompagnée d'une diminution du flux, toutes les actions s'ajoutent et le moteur cale d'une façon extrêmement brusque.

D'après l'auteur, la théorie qui précède permet non seulement d'expliquer le fonctionnement du moteur d'induction monophasé dans tous les cas possibles, mais aussi de prédéterminer, par le calcul, ce fonctionnement. On voit qu'il n'est pas nécessaire de recourir à la théorie du champ tournant pour expliquer l'action de ce type de moteurs. Cette théorie n'est d'ailleurs pas toujours applicable car, quoiqu'il existe deux flux différant en phase et produits par des courants différant en phase, il n'y a pas d'action réciproque entre les deux phases et, quoique de tels moteurs puissent être alimentés par un réseau diphasé, les charges sur les deux phases sont absolument différentes.

Le moteur étudié peut être établi pour fonctionner à des vitesses constantes différentes du synchronisme.

Le moteur d'induction ordinaire possède une vitesse voisine du synchronisme car, en se reportant à la figure 1 qui représente un moteur équivalent au moteur à cage d'écureuil, on voit que le moteur doit atteindre sa vitesse constante quand la force contre-électromotrice est pratiquement égale à la différence de potentiel appliquée aux balais de l'induit. L'amplitude de f. t. dépend de l'amplitude et de la fréquence du flux de transformateur et est pratiquement égale et opposée à la force contre-électromotrice. Celle-ci est produite dans le même enroulement que la force électromotrice f. t., mais par le flux moteur et non par le flux de tranformateur. L'enroulement du rotor est placé dans la même relation d'induction par rapport aux deux flux : c'est pourquoi, dans la formule déterminant l'amplitude de la f. é. m. induite dans cet enroulement par l'un ou l'autre champ ($E = C . T . N . M .$), le coefficient C est le même, le nombre de tours

en série T est le même ; en outre les deux flux ont la même fréquence N, et le flux M coupé par chaque tour dans chaque axe pendant un cycle magnétique est le même. Les deux tensions induites sont donc égales, mais elles sont produites suivant des axes coïncidant avec ceux de leurs flux respectifs et perpendiculaires l'un à l'autre. La force contre-électromotrice est produite suivant le même axe que f. t. par la rotation dans le flux moteur et non par induction. Quand le moteur est arrêté, la force contre-électromotrice est nulle : la vitesse à laquelle il doit tourner pour que la f. é. m. engendrée suivant l'axe CC soit égale à f. t. est la vitesse du synchronisme si les deux flux, le flux moteur et le flux de transformateur, sont égaux en amplitude.

Pour régler la vitesse indépendamment de la fréquence d'alimentation et du nombre de pôles de la machine, il faut modifier les relations entre la force électromotrice f. t. et la force contre-électromotrice f. c. e., ainsi que les facteurs dont dépend leur amplitude. Ce qui complique la question du réglage de la vitesse, c'est que les différents facteurs dont dépend l'amplitude de ces deux forces électromotrices f. t. et f. c. e. sont liés entre eux, et qu'il est difficile de modifier l'un d'eux sans influencer les autres. Cette complication provient du fait que le moteur d'induction shunt monophasé est, en réalité, une combinaison d'un transformateur, d'un convertisseur de phase et d'un moteur, le tout réuni dans une même machine. L'auteur a étudié un certain nombre de méthodes pour régler la vitesse de ces machines ; quelques-unes de ces méthodes s'appliquent directement à la forme compliquée ordinaire du moteur d'induction monophasé ; les autres reposent sur la séparation de la machine en ses parties composantes, et le réglage de chacune d'elles séparément. Dans ce dernier cas, le convertisseur de phase est séparé du moteur lui-même. Il est alors indifférent que l'enroulement inducteur soit l'enroulement du rotor ou soit un enroulement différent disposé sur le stator.

L'auteur classe les moteurs shunt alternatifs en quatre catégories :

I. Moteur monophasé à caractéristique shunt où la tension de travail f. t. agissant sur le rotor dans l'axe de l'induit est produite par induction avec l'aide du flux de transformateur, et où la f. é. m. produisant le flux moteur est engendrée par le flux de transformateur dans le moteur lui-même, ce dernier agissant, quand il tourne, comme un convertisseur de phase.

I *a*. Moteur monophasé à caractéristique shunt où la tension de travail f. t. agissant sur le rotor dans l'axe de l'induit est produite par induction grâce au flux de transformateur, et où la f. é. m. produisant le flux moteur est en partie engendrée avec l'aide du flux de transformateur dans le moteur lui-même qui agit comme convertisseur de phase, et en partie engendrée dans un convertisseur de phase indépendant du moteur.

II. Moteur monophasé avec caractéristique shunt où la tension de travail f. t. agissant sur le rotor dans l'axe de l'induit est produite par induction avec l'aide d'un flux de transformateur, et où le flux moteur est produit par un enroulement placé sur le stator, la f. é. m. qui produit le flux moteur étant engendrée dans un convertisseur de phase indépendant du moteur.

III. Moteur monophasé avec caractéristique shunt où la tension de travail f. t. agissant sur le rotor dans l'axe de l'induit est amenée par conduction, la self-induction du rotor dans cet axe étant neutralisée, et où le flux moteur est produit par un enroulement disposé sur le stator ou sur le rotor, la f. é. m. qui produit le flux moteur étant engendrée dans un convertisseur de phase indépendant du moteur.

IV. Moteur monophasé à caractéristique shunt où la tension de travail f. t. agissant sur le rotor dans l'axe de l'induit est amenée par conduction, la self-induction du rotor dans cet axe étant neutralisée, et où la f. é. m. qui produit le flux moteur est ou bien entièrement engendrée dans le moteur lui-même avec l'aide d'un flux de transformateur dirigé suivant l'axe de l'induit et dû à une f. é. m. en phase avec f. t., le moteur agissant, dans sa rotation, comme un convertisseur de phase, ou bien engendré partiellement dans le moteur lui-même comme précédemment, et partiellement dans un convertisseur de phase indépendant du moteur.

L'auteur énumère quelques-unes des méthodes que l'on peut employer pour faire varier la vitesse de ces moteurs monophasés à caractéristique shunt, puis donne quelques exemples. Pour le moteur de la catégorie 1 (et 1 *a*), les moyens suivants permettent d'atteindre le but indiqué :

1° En introduisant dans le circuit du rotor suivant l'axe du flux moteur une f. é. m. en qua-

drature avec la f. é. m. qui agit sur le moteur dans l'axe de l'induit, et en modifiant l'amplitude ou la direction de la première qui est produite par un transformateur ;

2° En produisant le flux moteur au moyen d'enroulements connectés entre eux et disposés en partie sur le stator et en partie sur le rotor, et en modifiant l'amplitude ou la direction des deux flux composants ;

3° En modifiant l'amplitude du flux de transformateur et, par suite, le flux moteur et en maintenant f. t. constant au moyen d'une f. é. m. auxiliaire additive ou soustractive introduite dans le circuit du rotor suivant l'axe de l'induit ;

4° En choisissant des rapports d'induction différents pour l'enroulement dans lequel sont engendrées les forces électromotrices f. c. e. et f. t. par rapport au flux de transformateur et au flux moteur, et modifiant ainsi soit f. c. e. soit f. t. ;

5° En employant seulement une partie du flux total dans l'axe du flux moteur pour engendrer la force contre-électromotrice, et en modifiant la valeur de cette partie ;

6° En introduisant dans le circuit du rotor suivant l'axe de l'induit une f. é. m. en phase avec la f. é. m. qui produit le flux de transformateur et ayant la même direction que celle-ci ou la direction inverse ;

7° En modifiant le flux de transformateur, et par suite f. t., et en maintenant le flux moteur constant par l'adjonction, dans le circuit du rotor suivant l'axe du flux moteur, d'une f. é. m. en quadrature avec f. t. produite par un convertisseur de phase et réglable en amplitude et en direction ;

8° En modifiant le flux de transformateur et en maintenant le flux moteur constant, quand on a recours à des enroulements disposés partiellesur le rotor et partiellement sur le stator, en modifiant convenablement la direction ou l'amplitude des deux flux composants ;

9° En employant différentes combinaisons des divers moyens indiqués.

Pour la deuxième catégorie de moteurs, où l'excitation est produite par un convertisseur de phase indépendant du moteur, la vitesse peut être modifiée par les moyens suivants :

1° En modifiant le flux de transformateur ;

2° En modifiant la f. é. m. d'excitation ;

3° En introduisant dans le circuit du rotor, dans l'axe de l'induit, une f. é. m. en phase avec celle qui produit le flux de transformateur et ayant la même direction que celle-ci ou la direction opposée ;

4° En employant différentes combinaisons de ces méthodes.

Pour la troisième catégorie de moteurs, on dispose des moyens suivants pour modifier la vitesse :

1° En modifiant la f. é. m. appliquée au rotor dans l'axe de l'induit ;

2° En modifiant la f. é. m. appliquée au rotor dans l'axe de l'induit et en maintenant le flux moteur constant en variant le flux de transformateur ;

3° En modifiant la f. é. m. appliquée au rotor dans l'axe de l'induit et en maintenant le flux moteur constant au moyen d'une f. é. m. auxiliaire introduite dans le rotor suivant l'axe du flux moteur, f. é. m. en quadrature avec la f. é. m. appliquée au rotor et produite par un convertisseur de phase avec réglage approprié ;

4° En modifiant le flux de transformateur :

5° En introduisant dans le rotor suivant l'axe du flux moteur une f. é. m. produite par un convertisseur de phase et en quadrature avec la f. é. m. appliquée au rotor dans l'axe de l'induit, et en modifiant l'amplitude de la f. é. m. produite par le convertisseur de phase ;

6° En disposant l'enroulement inducteur en partie sur le rotor et en partie sur le stator, et en modifiant l'amplitude ou la direction des flux composants ;

7° En employant différentes combinaisons des méthodes qui précèdent.

(A suivre.) R. R.

***Nouveau moteur monophasé à collecteur.* — Punga.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 15 mars 1906.

Si l'on compare les propriétés du moteur série monophasé avec celles du moteur à répulsion, on trouve que ce dernier est préférable dans tous les cas où le moteur ne doit travailler qu'avec de faibles variations de la vitesse. Mais, si les variations de vitesse doivent être importantes, le moteur à répulsion présente des inconvénients si nombreux et si sérieux qu'il ne peut plus lutter avec le moteur série. On sait qu'au synchronisme la commutation du moteur à répulsion est meilleure que celle d'un moteur à courant continu et, de plus, que les pertes dans le fer du

rotor s'annulent presque entièrement. Si l'on porte la vitesse de rotation à une vitesse double du synchronisme, la commutation devient mauvaise, même quand le moteur travaille sous faible charge à ces vitesses élevées.

Le facteur de puissance, qu'on aurait pu s'attendre à voir s'améliorer avec la vitesse de rotation, devient plus mauvais dans la plupart des cas, car les courants engendrés dans les bobines en commutation produisent une réaction nuisible sur le flux excitateur. Par contre, le moteur série n'est lié à aucune vitesse déterminée ; son facteur de puissance s'améliore progressivement quand la vitesse de rotation augmente, tandis que la commutation, qui n'est jamais aussi bonne que dans le moteur à répulsion fonctionnant au voisinage du synchronisme, n'est que peu influencée par la vitesse de rotation. Au démarrage, un moteur série bien construit est meilleur que n'importe quel autre moteur monophasé à collecteur.

La raison pour laquelle le moteur à répulsion et tous les moteurs à collecteur reposant sur le principe du moteur à répulsion ne sont pas appropriés à de fortes variations de vitesse peut être directement attribuée à ce que ces moteurs représentent la réunion d'un moteur série avec un transformateur et que, pour cette raison, le projet d'établissement doit tenir compte aussi bien du transformateur que du moteur. Au synchronisme, le moteur et le transformateur ont à peu près le même flux et les mêmes ampères-tours d'induit et cela est, de beaucoup, le cas le plus favorable. Au double du synchronisme, le moteur et le transformateur ont encore le même nombre d'ampères-tours d'induit, mais, comme la puissance du moteur (pour un flux excitateur donné) est deux fois plus grande que précédemment, le flux de transformateur doit évidemment avoir doublé. On est donc forcé de maintenir très petit le flux excitateur, pour pouvoir encore disposer d'un flux intense de transformateur, ce qui conduit à une mauvaise utilisation du moteur.

On peut, pour les vitesses de rotation supérieures au synchronisme, venir en aide au transformateur de deux façons différentes : ou bien en disposant une partie du flux du transformateur en dehors du moteur ; ou bien en faisant les ampères-tours correspondant au transformateur plus grands que les ampères-tours d'induit du moteur.

Il n'existe pas, en réalité, de différence fondamentale entre ces deux moyens : provisoirement, l'auteur étudie seulement le second. Pour augmenter le nombre de tours de l'enroulement induit au point de vue du transformateur, on peut relier les balais à quelques tours de l'enroulement du transformateur, comme le montre la figure 1. Pour une vitesse de rotation et un courant primaire donnés, le flux excitateur et la puissance du moteur restent invariables, tandis que le flux du transformateur est modifié, par rapport à celui du moteur à répulsion normal. En désignant par M_y le flux dans l'axe Y (flux de transformateur) et par M_x le flux dans l'axe X (flux excitateur), et en supposant une répartition sinusoïdale de M_x et de M_y, on voit que la rotation de l'induit dans M_x produit une f. é. m.

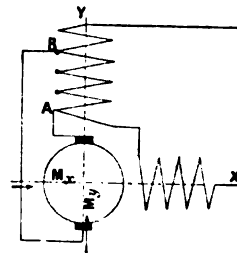


Fig. 1.

$$E_x = \frac{4}{\sqrt{2}} s \,.\, M_x \,.\, N' \,.\, 10^{-8} \text{ volts},$$

s désignant le nombre des tours de l'induit, en série entre les balais, N la fréquence du courant, N' le nombre de paires de pôles multiplié par la vitesse de rotation par seconde, ou la fréquence de la vitesse de rotation. En outre, une seconde f. é. m. est engendrée dans l'enroulement induit par le flux alternatif de transformateur M_y : elle est donnée par l'équation :

$$E_y = \frac{4{,}44}{\pi/2} s' \,.\, M_y \,.\, N \,.\, 10^{-8} \text{ volts},$$

s' désignant le nombre de tours soumis au flux de transformateur.

Dans le moteur à répulsion normal, on a $s' = s$; dans le nouveau moteur, s' est différent de s, car plusieurs tours du stator (s_0) sont en série avec les tours de l'induit : ce sont les tours comprises entre les enroulements A et B (fig. 1). On a donc, d'une façon toute générale, $s' = s + s_0$, expression dans laquelle s_0 peut être positif ou négatif, suivant que les tours compris entre A et B produisent une f. é. m. de même direction ou de direction opposée à celle produite par les tours de l'induit.

Si l'on néglige la dispersion et la résistance ohmique, E_x doit être exactement aussi grand

que E_y, mais de direction opposée. On a donc en grandeur : $\frac{4}{\sqrt{2}} \cdot s \cdot M_x \cdot N' = \frac{4,44}{\pi/2} s' \cdot M_y \cdot N$

$$s \cdot M_x \cdot N' = (s + s_0) \cdot M_y \cdot N$$

$$\frac{M_y}{M_x} = \frac{N'}{N} \frac{s}{s + s_0}.$$

Le rapport N'/N représente le rapport de la vitesse de rotation à la vitesse du synchronisme : on peut désigner le rapport par la lettre b et l'on a :

$$\frac{M_y}{M_x} = b \frac{s}{s + s_0}.$$

Pour le moteur à répulsion normal, on a $s = o$, d'où $M_y/M_x = b$.

Dans le moteur à répulsion normal, ainsi que dans le moteur à répulsion compensé (Winter-Eichberg-Latour), le rapport du flux de transformateur au flux excitateur ne dépend que du rapport entre la vitesse de rotation et la vitesse de synchronisme. Dans le nouveau moteur, la valeur de ce rapport peut être réglée indépendamment de la vitesse.

Au double du synchronisme, par exemple, le flux de transformation du moteur à répulsion normal est toujours deux fois plus grand que le flux excitateur. Si, dans le moteur représenté schématiquement par la figure 1, on fait le nombre des tours entre A et B égal au nombre des tours de l'induit en série entre les balais ($s_0 = s$), on a :

$$\frac{M_y}{M_x} = b \frac{s}{s + s_0} 2 = \frac{s}{s + s} = 1$$

$$M_y = M_x$$

et l'on a dans le stator, au double du synchronisme, un flux tournant aussi parfait que pour le synchronisme du moteur à répulsion normal.

M_y est décalé de 90° sur M_x, puisque E_x est en phase avec M_x et que E_y est décalé de 90° sur M_y.

D'ailleurs le diagramme de ce moteur pour un courant constant ne se distingue du diagramme du moteur à répulsion qu'en ce que la grandeur de la f. é. m. produite dans l'enroulement du transformateur peut être réglée indépendamment du courant primaire et de la vitesse de rotation. On peut donc supposer le diagramme connu et chercher comment se comporte la commutation du moteur.

Dans la bobine court-circuitée par les balais, il existe trois fois f. é. m. induites, la f. é. m. alternative OW (fig. 2), la f. é. m. engendrée par la rotation OA, et la f. é. m. de réactance OR. La f. é. m. alternative OW est produite par le flux alternatif M_x; la f. é. m. OA est produite par la rotation de la bobine court-circuitée dans le champ M_y, et la f. é. m. de réactance OR, en phase avec le courant du rotor, est produite par l'alternance du flux de dispersion pendant la commutation. Pour z tours par lame et pour une répartition sinusoïdale de M_x et de M_y, on a :

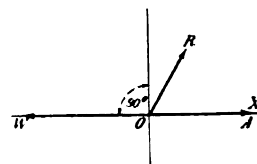


Fig. 2.

$$OW = 4,44 z N M_x 10^{-8}$$

$$OA = 4,44 z N' M_y 10^{-8}.$$

La somme géométrique de OW et de AO est :

$$OW - OA = 4,44 z N M_x 10^{-8} - 4,44 z N' M_y 10^{-8}$$

$$= 4,44 z N M_x 10^{-8} \left(1 - \frac{N'}{N} \frac{M_y}{M_x}\right).$$

Si l'on introduit, au lieu de M_y/M_x, l'expression $M_y/M_x = b \frac{s}{s + s_0}$, on obtient l'équation :

$$OW - OA = 4,44 z N M_x 10^{-8} \left(1 - b^2 \frac{s}{s + s_0}\right).$$

Si l'on veut rendre la commutation aussi bonne que possible, on doit annuler $1 - b^2 \frac{s}{s + s_0}$, et l'on obtient :

$$s + s_0 = b^2 s ; \quad \frac{s_0}{s} = (b^2 - 1).$$

Comme OR n'est pas exactement perpendiculaire sur OW et OA, on obtient en réalité une commutation encore meilleure si OW — OA a une petite composante dans la direction OW, c'est-à-dire si s_0 est un peu plus petit que ne l'indique l'équation ci-dessus. Le but principal du nouveau moteur est donc nettement montré : pour chaque vitesse de rotation, on peut trouver une valeur s_0 pour laquelle la commutation est exactement aussi bonne que celle du moteur à répulsion normal fonctionnant au synchronisme. Si, par exemple, on veut faire fonctionner un moteur à une vitesse égale à 1,5 fois celle du synchronisme, et obtenir la meilleure commutation, il faut faire $s_0/s = (1,5)^2 - 1 = 1,25$ ou $s_0 = 1,25 s$.

Le nombre des tours compris entre A et B (fig. 1) doit donc être de 25 pour 100 plus grand que le nombre des tours de l'induit en série entre les balais. En réalité, un tel moteur

fonctionne encore d'une façon satisfaisante au double du synchronisme. La valeur de s_0 étant positive, le montage doit être effectué de telle façon que les tours s_0 produisent dans le circuit de l'induit une f. é. m. de même direction que les tours de l'induit. Il en résulte que le courant d'induit passant à travers AB (fig. 1) est décalé d'environ 180° sur le courant primaire et que le courant total dans l'enroulement s_0 est très faible. Ce fait est favorable à l'obtention d'un bon rendement et d'un faible prix d'établissement, pour un petit rapport de transformation. Pour un très grand rapport de transformation, cet avantage n'existe plus, mais la commutation parfaite est aussi bien obtenue. Mais, on n'emploiera pas, en pratique, un grand rapport de transformation, car il faudrait isoler l'induit pour une haute tension : on se tiendra donc à peu près entre le moteur série et le moteur à répulsion. Un moteur série pour 25 périodes ne pourra en général être établi que pour 150 à 200 volts : un moteur à répulsion de même puissance et fréquence pourra être établi pour 3 000 à 5 000 volts ; le moteur de la figure 1 pourra être avantageusement construit pour 500 à 750 volts.

Pour des moteurs fixes, cette propriété de pouvoir être relié directement à un réseau de distribution à 500 volts pourrait être très avantageuse. Pour des hautes tensions, et, en particulier, pour les moteurs de traction, l'emploi d'un transformateur entre l'enroulement du stator et l'enroulement induit est préférable. Ce transformateur n'a pas besoin d'être dimensionné pour la puissance totale du moteur à répulsion. L'emploi du transformateur ramène à la méthode indiquée au début, dans laquelle une partie du flux de transformateur est reportée hors du moteur dans un transformateur auxiliaire. L'exactitude de cette façon de voir est encore plus nette quand on étudie le couple et la vitesse de rotation du moteur en fonction du rapport de transformation de l'appareil auxiliaire.

Pour cette étude l'auteur suppose d'abord le primaire du transformateur relié au réseau, comme le montre la figure 3, dans laquelle les enroulements statoriques disposés suivant les axes Y et X (fig. 1) sont remplacés par un seul enroulement incliné par rapport à la ligne des balais. Le diagramme de ce moteur est développé sur les figures 4 et 5 dans lesquelles, en dehors de la chaleur Joule dans le stator, on n'a tenu compte d'aucune perte. Le courant passant dans l'enroulement excitateur produit, par hypothèse, un flux dirigé suivant OA (fig. 4) : ce flux engendre dans l'enroulement induit en rotation, une f. é. m. OE_i dirigée suivant OA. Le transformateur auxiliaire ajoute, dans l'enroulement induit, une autre f. é. m. OE_a en phase avec la différence de potentiel aux bornes. Le flux dans l'axe Y doit donc être suffisamment intense pour pouvoir compenser OE_i et OE_a : il doit alors avoir la grandeur et la direction de OC dont les deux composantes OB et BC sont proportionnelles aux deux forces électromotrices OE_i et OE_a et sont décalées de 90° sur celles-ci. En outre, OC représente les ampères-tours nécessaires pour produire le flux OC ; de même, OA représente les ampères-tours de l'enroulement du transformateur. Si l'on néglige la dispersion, AC représente immédiatement les ampères-tours de l'induit. Si l'on tient compte de la dispersion, les ampères-tours de l'induit doivent être représentés par A'C, où $OA' = v'OA$. On obtient le flux de transformateur OD dans le stator en composant simplement avec OA le vecteur $A'D' = v''A'C$.

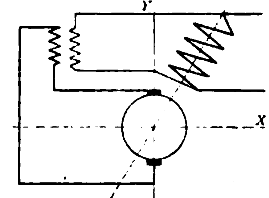


Fig. 3.

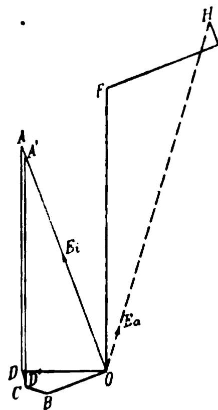


Fig. 4.

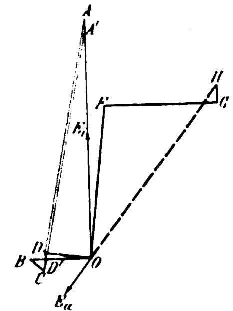


Fig. 5.

La différence de potentiel aux bornes OH se compose de OF (perpendiculaire à OD), FG (perpendiculaire à OA) et GH (parallèle à OA), parmi lesquelles GH compense la chute ohmique de tension dans l'enroulement du rotor, OF la f. é. m. dans l'enroulement du transformateur, et FG la f. é. m. dans l'enroulement excitateur. Dans le diagramme de la figure 4, le flux M_y est augmenté par la tension transmise

par le transformateur auxiliaire. Ce cas est particulièrement favorable au-dessous du synchronisme et surtout pour le démarrage. Si, au contraire, on veut rendre la commutation aussi bonne que possible au delà du synchronisme, on doit chercher à diminuer le flux M_y. La f. é. m. doit être décalée de 180° sur la différence de potentiel aux bornes OH. Le diagramme de la figure 5 est relatif à ce cas. La résultante OC est plus petite que OB et, par suite, ce n'est qu'aux vitesses de rotation élevées que la f. é. m. produite dans les bobines commutées est égale à la tension alternative. Le courant total, c'est-à-dire le courant primaire du moteur et le courant dans le transformateur auxiliaire est, dans le diagramme de la figure 4, plus petit que le courant primaire du moteur, et, dans le diagramme de la figure 5, plus grand que celui-ci. On forme dans chaque cas la somme géométrique du courant primaire (direction OA) + une constante multipliée par le courant secondaire (direction (DA). Dans le diagramme des figures 4 et 5, OH a la même direction par rapport au courant primaire ; la grandeur de OH seule varie.

On peut prouver facilement que, pour toutes les valeurs de OE_a, la différence de potentiel aux bornes OH (pour un courant d'excitation constant et pour les mêmes vitesses de rotation) ne varie qu'en grandeur et non en phase : en d'autres mots, au moyen d'un transformateur auxiliaire relié au réseau, on introduit dans l'enroulement induit d'un moteur à répulsion une f. é. m. supplémentaire OE_a ; le couple et la vitesse de rotation varient exactement comme si la différence de potentiel aux bornes était augmentée ou diminuée de δOE_a, δ représentant le rapport de transformation entre l'enroulement statorique et l'enroulement induit.

Ce mode de réglage est meilleur, à tous points de vue, que la variation de la différence de potentiel aux bornes pour le moteur à répulsion normal. Pour celui-ci, on peut à peine augmenter la différence de potentiel de 20 pour 100 au delà de la différence de potentiel normale, sans tomber dans des conditions défavorables : au contraire, avec la méthode équivalente, on peut régler le couple exactement comme si la différence de potentiel du moteur à répulsion normal était augmentée de 100 ou 150 pour 100. Dans la plupart des cas, le réglage du couple entraînera une augmentation de vitesse ; comme la vitesse de rotation la plus favorable pour la commutation croît en même temps, ce mode de réglage est parfait.

On peut construire une série de diagrammes en tenant compte de toutes les pertes et de l'influence des bobines commutées, mais les résultats principaux obtenus avec ce nouveau mode de réglage ne sont pas modifiés.

B. L.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Méthode pour la production d'oscillations électriques par charge oscillante. — **Bigeon von Czudnochowski.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 mars 1906.

Au cours d'une expérience sur l'influence de la lumière sur l'étincelle électrique, Warburg a employé le dispositif suivant. Les armatures d'une grosse bouteille de Leyde de 0,0067 mfd. étaient reliées à celles d'une seconde bouteille de 0,000328 mfd. munie d'un circuit de fermeture contenant un éclateur : entre la grosse bouteille et la petite pouvaient être introduites une résistance ohmique (rhéostat liquide) et une résistance inductive. L'armature intérieure de la petite bouteille, primitivement reliée à la terre, était connectée brusquement, par un interrupteur à ressort, avec l'armature intérieure de la grosse bouteille. Pour des proportions relatives convenables entre la charge de la grosse bouteille et les constantes du circuit, il se produit, avec ce dispositif, des oscillations électriques que l'on peut considérer comme engendrées par une charge oscillante.

L'auteur a cherché à produire ainsi des oscillations régulières et puissantes pour des appareils de démonstration de télégraphie sans fil. Ces oscillations étaient utilisées pour faire vibrer un fil isolé vertical qui agissait sur un fil semblable aboutissant à un cohéreur : cet appareil, relié à un relais, permettait d'étudier l'efficacité plus ou moins grande du dispositif excitateur. Les appareils employés consistaient en un transmetteur, en une bobine d'induction de 8 centimètres d'étincelle alimentée par quatre accumulateurs, une grosse bouteille de Leyde L_1 de 26 centimètres de hauteur, deux petites bouteilles L_2 et L_3 de 10 centimètres de hauteur, deux éclateurs f_1 et f_2 à sphères de 10 millimètres de diamètre en plomb, et deux bobines

S_1 et S_2 de 64 tours de fil de 1,5 millimètre ayant un diamètre d'enroulement de 30 millimètres.

Un éclateur F à vis micrométrique était intercalé dans le circuit oscillant ; ses électrodes sphériques, de 10 millimètres de diamètre, étaient en zinc poli. Les deux armatures de la grosse bouteille L_1 chargée par la bobine d'induction étaient reliées par l'intermédiaire des éclateurs f_1 et f_2 avec les armatures extérieures des bouteilles L_2 et L_3. Le circuit oscillant était constitué par L_2, S_1, F, S_2 et L_3.

Le fonctionnement du dispositif était le suivant : quand la bouteille L_1 était suffisamment chargée, une décharge se produisait simultanément aux éclateurs f_1 et f_2, donnant lieu à une différence de potentiel entre les bouteilles L_2 et L_3 et, par suite, à une décharge dans l'éclateur F et à des oscillations intenses dans le fil vertical relié à l'armature intérieure de la bobine L_2.

Il se produit dans le système deux oscillations, fortement amorties entre L_1 et L_3, et faiblement amorties entre L_2 et L_3 ; ces deux oscillations doivent agir sur l'antenne L. On peut employer, au lieu d'une bobine d'induction, une machine à influence.

R. V.

ÉCLAIRAGE

Nouvelles lampes à filament métallique.

Les résultats pratiques obtenus avec les nouvelles lampes à filament métallique du Dr Kuzel ont été indiqués dernièrement (1). La méthode employée par l'inventeur pour la préparation des filaments présente un très grand intérêt et une nouveauté incontestable. D'après les brevets anglais récemment parus, on fabrique ces filaments au moyen de colloïdes de métaux ou de métalloïdes à point de fusion élevé tels que le chrome, le manganèse, le molybdène, l'uranium, le vanadium, le tantale, le niobium, le titane, le thorium, le zirconium, le platine, l'osmium, l'iridium, le bore, le silicium. Ces colloïdes, dont la plupart n'avaient encore jamais été préparés, forment avec de l'eau pure, c'est-à-dire sans aucun liant auxiliaire, des masses tout à fait plastiques que l'on peut mouler comme de l'argile et qui, après séchage, deviennent solides et compactes. Si l'on tréfile ces masses plastiques, on obtient, après séchage, des fils suffisamment résistants pour pouvoir supporter toutes les manipulations nécessaires. Chose remarquable, ces fils sont des conducteurs de la seconde classe, mais, si on les chauffe à l'incandescence par le passage d'un courant électrique ou par tout autre moyen, ils reviennent à l'état métallique. On peut ainsi facilement fabriquer des fils des différents métaux ; ces fils présentent l'avantage qu'aucune impureté ne peut y exister : leur homogénéité et leur uniformité en font d'excellents filaments de lampes à incandescence. Les filaments employés par l'inventeur sont des alliages de plusieurs métaux.

E. B.

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVI, 3 mars 1906, p. 356.

Sur les différents photomètres. — Satori. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 18 mars 1906.

L'auteur indique que, dans la photométrie des sources lumineuses de même couleur, on est arrivé à des résultats suffisamment exacts mais que, pour la photométrie de sources lumineuses de couleur différente, les résultats dépendent énormément des observateurs. Les mesures photométriques reposent, d'une façon générale, sur le fait que l'observateur amène deux sources lumineuses à produire la même excitation sur la rétine. Mais précisément, l'appréciation du degré d'excitation des différentes couleurs est très incertaine.

On a fait un certain nombre d'expériences pour distinguer les unes des autres les différentes couleurs du spectre d'après leur excitation physiologique. La première expérience sur la clarté relative des couleurs simples est due à Fraunhofer qui, il y a plus d'un siècle, a tracé la courbe de l'intensité d'excitation produite sur l'œil en fonction de la longueur d'ondes. Les résultats obtenus ne sont pas exacts, par suite du phénomène de Purkinje que l'on peut montrer de la façon suivante. Si l'on éclaire d'une façon intense une feuille de papier rouge et une feuille de papier bleu, la feuille rouge paraît beaucoup plus claire que la bleue. Si l'on diminue peu à peu l'intensité de l'éclairement, la feuille bleue devient de plus en plus claire par rapport à la feuille rouge, et, à un moment donné, les deux feuilles semblent avoir la même clarté. Si l'on diminue encore l'intensité de l'éclairement, la

feuille bleue paraît plus claire que la rouge, qui, peu à peu, semble devenir noire, tandis que la feuille bleue semble blanc phosphorescent. Les apparences sont tout à fait différentes si, au lieu de prendre de grandes feuilles bleu ou rouge, on répète l'expérience avec de petites feuilles ; dans ce cas, on voit disparaître peu à peu les couleurs sans que leurs valeurs relatives soient changées, le rouge paraissant toujours plus clair que le bleu.

Le phénomène de Purkinje est facilement explicable. L'œil contient deux sortes d'organes sensibles, les cellules et les bâtonnets. Ces derniers ne sont sensibles qu'à la lumière et réagissent également pour des lumières de toutes couleurs, tandis que les cellules réagissent surtout pour les couleurs. En outre, les bâtonnets ne réagissent que pour une très faible lumière et ne peuvent pas être amenés au delà d'un certain degré de réaction, très limité ; au contraire, les cellules réagissent de plus en plus quand la lumière croît et perçoivent en même temps la sensation de couleur. Pour une intensité d'éclairement déterminée, assez faible, il se produit le phénomène que Lummer a nommé « la rivalité des cellules et des bâtonnets ». Si l'on regarde, sous un angle assez grand, les deux surfaces différemment colorées, les bâtonnets ont le dessus pour un faible éclairement : ceux-ci étant plus sensibles pour la lumière bleue, on voit la surface bleue luire sous un aspect blanchâtre, sans pouvoir percevoir une teinte déterminée. Quand au contraire l'éclairement augmente, les cellules réagissent brusquement et, comme celles-ci sont surtout sensibles pour le jaune vert, on perçoit plus nettement les couleurs qui se rapprochent de l'extrémité rouge du spectre. Le phénomène de Purkinje est compliqué encore par le fait que les cellules et les bâtonnets ne sont pas uniformément répartis dans l'œil car, dans l'axe optique de celui-ci, là où la tache jaune est placée sur la rétine, il n'y a presque que des cellules. Ce fait explique l'affaiblissement des phénomènes pour les très petits angles.

Ce phénomène présente une importance considérable pour la photométrie. Si l'on trace, comme dans l'expérience de Fraunhofer, les intensités d'excitation relatives des différentes couleurs en fonction de la longueur d'ondes, on obtient, d'après König, les deux courbes de la figure 1, la courbe *a* étant relative au cas d'un fort éclairement, et la courbe *b* au cas d'un faible éclairement. On sait que le décalage entre ces courbe est très considérable.

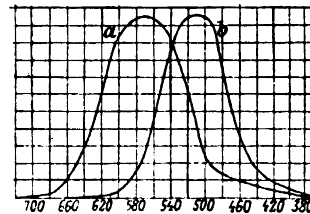


Fig. 1.

L'auteur passe en revue les principaux phénomènes physiologiques que l'on a utilisés pour la photométrie.

Le photomètre de Babinet (fig. 2) consiste

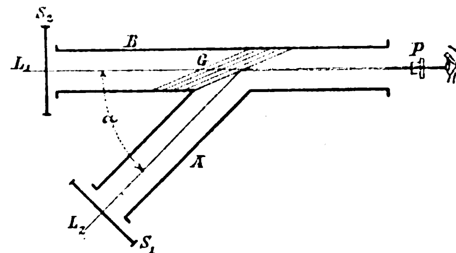


Fig. 2.

en deux tubes A et B fixés l'un sur l'autre suivant un angle de 70°. Devant ces tubes sont disposés les disques S_1 et S_2 prévus pour rendre diffuse la lumière incidente. Les deux disques diffuseurs sont éclairés par les sources lumineuses à comparer. Dans le tube B est disposé le groupe de verres G tel qu'un rayon lumineux provenant du disque S_1 tombe sous l'angle de polarisation sur la première surface du groupe de verres. La lumière entrant par le tube B est également polarisée. Les plans de polarisation des deux rayons lumineux sont perpendiculaires l'un à l'autre. La lumière sortant du tube B se comporte, dans le cas d'égalité des deux sources lumineuses, exactement comme de la lumière naturelle. Or il existe des systèmes de prismes spéciaux très sensibles pour reconnaître les moindres traces de lumière polarisée. L'un de ces prismes est placé en P.

Les photomètres de Wild et de Neumann reposent sur un principe analogue. Dans le premier de ces appareils, il y a dans le tube un second groupe de verres que l'on peut tourner

de façon à déterminer le rapport de la lumière naturelle à la lumière polarisée.

Le photomètre de Lummer repose sur un principe tout différent et emploie des phénomènes d'interférence sur des plaques à faces parallèles. Il consiste en deux prismes rectangulaires dont les faces diagonales sont appliquées l'une sur l'autre, avec interposition d'un anneau mince à faces parallèles. Si l'on regarde à travers cette combinaison de prismes avec une lunette placée de telle façon que le prisme double soit situé directement devant l'objectif, on voit, par suite d'un phénomène d'interférence, l'objet recouvert de bandes sombres. Les mêmes bandes se produisant aussi dans la lumière réfléchie, mais aux points restés clairs dans la lumière directe, il est possible de baser un principe photométrique sur la disposition des bandes.

Un autre groupe de photomètres repose sur l'emploi de la photographie pour l'enregistrement des résultats. Ces appareils peuvent être divisés en deux classes : dans l'une d'elles, la lumière totale est mesurée simultanément au même point ; dans l'autre, la lumière subit auparavant une décomposition spectrale. Les appareils de la première classe présentent de grands inconvénients, car le noircissement de la plaque après développement est fonction de plusieurs variables, l'intensité lumineuse, la durée d'exposition, le développement, etc. Les appareils de la seconde classe peuvent rendre de bons services. L'auteur décrit un appareil perfectionné qu'il a réalisé et qui comprend un tube collimateur avec une fente, un système pour la décomposition de la lumière, et une chambre noire. En outre, l'appareil est muni d'un prisme de Rutherford, d'une grille de 14 000 lignes par pouce, et d'un prisme en quartz permettant l'étude de la lumière ultra-violette. Pour étudier les spectogrammes obtenus, il faut déterminer, dans leurs différentes parties, le noircissement de la pellicule photographique. Ce noircissement n'est pas identique avec l'opacité de la couche pour la lumière : il correspond au logarithme de l'opacité. En appelant S le noircissement, J l'intensité de la lumière et t la durée d'exposition, on a $S = J^q t$, q étant un exposant compris entre 1,04 et 1,12 d'après le type de plaques employé.

Pour étudier le noircissement, on se sert d'un appareil particulier, le photomètre de noircissement, comprenant un Nicol et un prisme de Wollaston qui donne de deux ouvertures quatre images dont deux sont polarisées dans un même plan et les deux autres dans un plan perpendiculaire au précédent. Parmi ces quatre images, deux sont déviées et absorbées, et deux sont amenées au contact l'une avec l'autre, dans le plan focal d'un oculaire. Le Nicol peut être tourné au moyen d'un cercle gradué. Sur le trajet de la lumière pénétrant par l'une des ouvertures est interposée la plaque photographique dont on veut déterminer le noircissement ; l'autre ouverture reçoit directement la lumière. Par suite de l'absorption dans la plaque, les images ont des éclats inégaux, et on rétablit l'égalité en faisant tourner le nicol. L'opacité O de la plaque est donnée par la formule $O = tg^2 \alpha$, en appelant α l'angle de rotation. Quand, au moyen de cet appareil, on a déterminé le noircissement aux différents points du spectre, on peut représenter graphiquement les résultats en portant le noircissement en fonction de la longueur d'ondes. L'intégration de la surface de cette courbe donne l'énergie photographique totale pour la région considérée. Malheureusement, on ne sait pas déterminer simplement la relation qui existe entre cette énergie mesurée et l'énergie physiologique.

Un autre groupe de photomètres comprend les appareils à papillotement, dont le but est de faire agir alternativement sur l'œil, dans une succession rapide et réglable, les deux sources lumineuses à comparer. L'opérateur règle l'appareil de façon que la papillotement soit aussi faible que possible. Quand il s'agit de sources lumineuses de couleurs différentes, le principe physiologique de l'appareil présente peu d'exactitude. Un photomètre fort intéressant, dû à Schafhäutel, se rattache à ce type d'appareil : il repose sur le principe suivant. Quand des impressions lumineuses égales se succèdent de façon à produire un papillotement régulier, on peut, en diminuant les intervalles entre les impressions lumineuses, faire cesser le papillotement. Au moment où cela se produit, l'intervalle de temps compris entre deux impressions lumineuses doit, d'après Schafhäutel, être linéairement proportionnel à la racine de l'intensité lumineuse. Le photomètre reposant sur ce principe comprend un ressort d'acier réglable fixé à l'une de ses extrémités, et portant à l'autre extrémité un écran muni d'un petit trou, qui masque et démas-

que alternativement la source lumineuse. En modifiant la longueur du ressort, on fait varier la fréquence des vibrations jusqu'à ce qu'on ait la sensation d'un éclairement continu. Il semble que la loi indiquée par Schafhäutel ne doive pas pouvoir être appliquée avec exactitude à toutes les couleurs et à toutes les intensités.

Après avoir ainsi rapidement rappelé les différents principes sur lesquels reposent la plupart des photomètres généralement employées, l'auteur indique que, pour les raisons développés au début de son étude, il semble impossible avec ces appareils de comparer entre elles, au point de vue physiologique, les sources lumineuses de colorations différentes.

E. B.

MESURES

Montages défectueux de compteurs triphasés. — **Niethammer.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 18 mars 1906.

Pour mesurer l'énergie électrique passant dans une ligne triphasée, on emploie d'une façon générale des compteurs doubles branchés

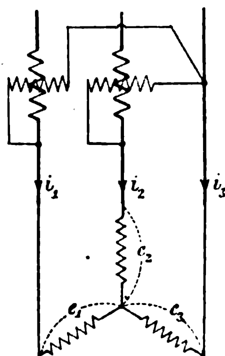


Fig. 1.

comme l'indique le schéma de la figure 1. Quand on fait le montage, il faut veiller à ce que les bobines de tension soient exactement connectées comme l'indique la figure 1, sans quoi les indications du compteur double sont entachées d'erreurs considérables. L'auteur, ayant constaté, dans un grand nombre de cas, que les compteurs

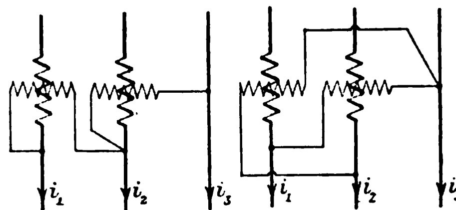


Fig. 2. Fig. 3.

étaient branchés d'une façon défectueuse et marquaient pendant des mois et des années des consommations fausses, a cru utile de donner quelques indications sur ce sujet.

Si le facteur de puissance est sensiblement inférieur à l'unité, ce qui est toujours le cas quand la ligne alimente un moteur asynchrone, les deux compteurs individuels doivent donner des indications sensiblement différentes : s'ils marquent à peu près la même chose, il y a une erreur de montage. On sait que, si le montage est exact, pour les faibles charges des moteurs, c'est-à-dire pour $\cos\varphi < 0{,}5$, l'un des compteurs donne des indications négatives, c'est-à-dire tourne à l'envers. La figure 2 montre un montage défectueux constaté dans la pratique.

Soient $e_1 \sin \omega t$, $e_2 \sin(\omega t - 120^\circ)$ et $e_3 \sin(\omega t - 240^\circ)$, les tensions étoilées, et $i_1 \sin(\omega t - \varphi)$, $i_2 \sin(\omega t - 120^\circ - \varphi)$, et $i_3 \sin(\omega t - 240^\circ - \varphi)$ les trois courants. Pour simplifier, on suppose $e_1 = e_2 = e_3 = e$ et $i_1 = i_2 = i_3 = i$. Avec le montage convenable (figure 1), l'énergie mesurée par les deux wattmètres est donnée par l'expression

$$\left.\begin{aligned} A_1 = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} i_1 \sin(\omega t - \varphi)\left[e_1 \sin \omega t - e_3 \sin(\omega t - 240)\right] dt \\ + \frac{2}{T}\int_0^{T/2} i_1 \sin(\omega t - 120 - \varphi)\left[e_2 \sin(\omega t - 120) - e_3 \sin(\omega t - 240^\circ)\right] dt, \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

en désignant par T la durée d'une période $1/n$, par ω la pulsation $2\pi n$, et par t le temps.

Après une transformation, cette expression se réduit à la suivante :

$$\begin{aligned} A_1 &= \sqrt{3}\,\frac{ei}{3}\left[\cos(\varphi - 30) + \cos(\varphi + 30)\right] \\ &= 3\,\frac{ei}{2}\cos\varphi = 3EJ\cos\varphi, \end{aligned} \quad (2)$$

en désignant par E et J les valeurs efficaces de la tension et du courant, c'est-à-dire que les compteurs mesurent ensemble l'énergie triphasée totale réelle. En outre, on peut voir que le premier compteur donne des indications proportionnelles à $\cos(\varphi - 30)$, et le second, des indications proportionnelles à $(\varphi + 30)$. Pour $\cos\varphi = 1$, les deux compteurs donnent donc les

mêmes indications : pour une autre valeur du facteur de puissance, il y a une différence entre les deux indications, et, en particulier, pour $\cos\varphi = 0{,}87$, le compteur de droite marque moitié moins que le compteur de gauche ; pour $\cos\varphi = 0{,}5$ il ne marque plus rien, et pour $\cos\varphi < 0{,}5$, il donne des indications négatives.

Pour le montage défectueux de la figure 2, on obtient l'expression suivante.

$$A_2 = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} i_1 \sin(\omega t - \varphi)\left[e_1 \sin\omega t - e_2 \sin(\omega t - 120)\right] dt$$
$$+ \frac{2}{T}\int_0^{T/2} i_2 \sin(\omega t - \varphi)\left[e_2 \sin\omega t - e_3 \sin(\omega t - 240)\right] dt$$

ou encore

$$A_2 = \sqrt{3}\,\frac{ei}{2}\left[\cos(\varphi + 30) + \cos(\varphi + 30)\right]$$
$$= 2\sqrt{3}\,EJ\cos(\varphi + 30). \qquad (3)$$

Si l'on avait mal connecté la bobine de tension de droite sur la figure 1 (comme sur la figure 2) et bien connecté la bobine de gauche, on aurait

$$A_3 = \sqrt{3}\,\frac{ei}{2}\left[\cos(\varphi - 30) + \cos(\varphi - 30)\right]$$
$$= 2\sqrt{3}\,EJ\cos(\varphi - 30). \qquad (4)$$

D'après les expressions de A_2 et A_3, les deux compteurs donnent donc, dans ce montage défectueux, les mêmes indications. La valeur A_2 est plus petite que l'énergie vraie A_1 pour tous les facteurs de puissance inférieurs à l'unité, tandis que la valeur de A_3 est trop grande. Dans le premier cas, le producteur est lésé ; dans le second cas, c'est le consommateur qui est lésé. L'erreur en pour cent vis-à-vis de A_1 est

$$f_2 = \frac{A_1 - A_2}{A_1}\,100 \quad \text{ou} \quad f_3 = \frac{A_1 - A_3}{A_1}\,100$$

ou $$f_2 = \frac{3\cos\varphi - 2\sqrt{3}\cos(\varphi + 30)}{3\cos\varphi}\,100$$
$$= 100 - \frac{2}{3}\sqrt{3}\,\frac{\cos\varphi + 30}{\cos\varphi}\,100 \qquad (5)$$

et $$f_3 = 100 - \frac{2}{3}\sqrt{3}\,\frac{\cos\varphi - 30}{\cos\varphi}\,100 \qquad (6)$$

TABLEAU I

Erreur commise en employant un montage défectueux.

φ		$\cos\varphi$	f_2 TROP PEU	f_3 TROP
	0	1	0	0
Courant décalé en arrière	30°	0,87	+ 33 o/o	+ 33 o/o
	60°	0,50	+ 100 o/o	+ 100 o/o
Courant décalé en avant	— 30°	0,87	— 33 o/o	— 33 o/o
	— 60°	0,50	— 100 o/o	— 100 o/o

L'erreur dépend donc beaucoup de la valeur de $\cos\varphi$. Le tableau I montre les valeurs des erreurs f_2 et f_3 pour différents décalages.

Comme, en pratique, quand on emploie des moteurs, le facteur de puissance est compris à peu près entre 0,7 et 0,9, on voit que l'erreur est comprise entre 50 et 20 pour 100 de la valeur réelle.

On peut encore employer le montage défectueux de la figure 3. On obtient alors

$$A_4 = \sqrt{3}\,EJ\left[\cos(90 + \varphi) \pm \cos(90 - \varphi)\right]$$
$$= \sqrt{3}\,EJ(\sin\varphi \pm \sin\varphi) \qquad (7)$$

c'est-à-dire que l'on a :

ou bien $A_4 = 0$, ou bien $A_4 = 2\sqrt{3}\,EJ\sin\varphi$, (8)

valeur proportionnelle à la charge déwattée. L'équation (7) montre que, dans le montage défectueux de la figure 3, les deux compteurs donnent les mêmes indications.

Quand, dans le montage de la figure 1, on échange les extrémités d'une bobine de tension, on obtient l'expression

$$A_5 = \sqrt{3}\,EJ\left[\cos(\varphi - 30) - \cos(\varphi + 30)\right]$$
$$= \sqrt{3}\,EJ\sin\varphi. \qquad (9)$$

Cette relation peut être employée pour déterminer l'angle de décalage, car si les deux lectures aux compteurs sont x_1 et x_2, on a :

$$x_1 + x_2 = A_1 = 3EJ\cos\varphi$$
et $$x_1 - x_2 = A_5 = \sqrt{3}\,EJ\sin\varphi,$$

d'où l'on tire : $\operatorname{tg}\varphi = \sqrt{3}\,\dfrac{x_1 - x_2}{x_1 + x_2}$.

E. B.

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT. *Le Gérant :* J.-B. NOURT.

Tome XLVII. Samedi 28 Avril 1906. 13e Année. — N° 17.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

ÉTUDE DES INSTALLATIONS A COURANT ALTERNATIF

PAR LA MÉTHODE DES GRANDEURS WATTÉES ET MAGNÉTISANTES (*suite*) (1).

III. — CALCUL DE LA PUISSANCE WATTÉE INSTANTANÉE, DE LA PUISSANCE MAGNÉTISANTE INSTANTANÉE ET DE LEURS VALEURS MOYENNES, DANS LE CAS OU LES F. E. M., D. D. P. ET INTENSITÉS SONT SINUSOIDALES.

Nous considérerons, comme au paragraphe précédent, successivement deux cas, selon qu'il n'y aura pas, ou qu'il y aura une autre cause que le courant intervenant pour modifier l'état électrique ou magnétique de l'appareil M (voir § II).

A) Il n'y a aucune source extérieure S' agissant sur M, autre que S; c'est-à-dire aucune force électromotrice ou contre-électromotrice de provenance extérieure.

Nous prendrons la phase du courant pour origine et nous aurons:

$$i = I\sqrt{2}\sin\omega t, \tag{10}$$

d'où

$$L\frac{di}{dt} = L\omega I\sqrt{2}\cos\omega t, \tag{11}$$

et, pour la d. d. p. aux bornes,

$$e = E\sqrt{2}\sin(\omega t + \varphi), \tag{12}$$

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 21 avril 1906, page 81.

que nous décomposerons en deux autres :

$$e_w = E\sqrt{2}\cos\varphi \sin \omega t \qquad (13)$$

$$e_m = E\sqrt{2}\sin\varphi \cos \omega t. \qquad (14)$$

La d. d. p. wattée e_w est toujours en phase (ou en opposition) avec le courant, et la d. d. p. magnétisante e_m est toujours en phase (ou en opposition) avec la f. c. e. m. de self-induction $L\frac{di}{dt}$.

Mais, il y a mieux : si nous remarquons que $E\cos\varphi = KI$, et $E\sin\varphi = L\omega I$, nous trouvons :

$$e_w = RI\sqrt{2}\sin\omega t = Ri \text{ et } e_m = L\omega I\sqrt{2}\cos\omega t = L\frac{di}{dt}.$$

Ainsi, *la d. d. p. wattée instantanée e_w est exactement égale à la chute ohmique instantanée* Ri *et la d. d. p. magnétisante instantanée e_m est exactement égale à la f. c. e. m. instantanée de self-induction* $L\frac{di}{dt}$.

Multiplions par i, nous aurons :

$$\Pi_w = e_w i = 2RI^2\sin^2\omega t = Ri^2 \qquad (15)$$

$$\Pi_m = e_m i = 2\,L\omega I^2 \sin\omega t\cos\omega t = Li\frac{di}{dt}. \qquad (16)$$

Ainsi *$e_w i$ n'est autre chose que la puissance wattée instantanée* Ri^2, *et $e_m i$ n'est autre chose que la puissance magnétisante instantanée* $Li\frac{di}{dt}$.

Nous poserons:

$$P_w = EI\cos\varphi = RI^2, \qquad (17)$$

$$P_m = EI\sin\varphi = L\omega I^2 \qquad (17\ bis)$$

et nous aurons :

$$\Pi = ei = P_w\,2\sin^2\omega t + P_m\,\omega\sin 2\omega t. \qquad (18)$$

Nous connaissons donc ainsi, à chaque instant, la portion $\Pi_w = e_w i$ de la puissance réelle instantanée qui constitue la puissance wattée instantanée, et la portion $\Pi_m = e_m i$ qui constitue la puissance magnétisante instantanée.

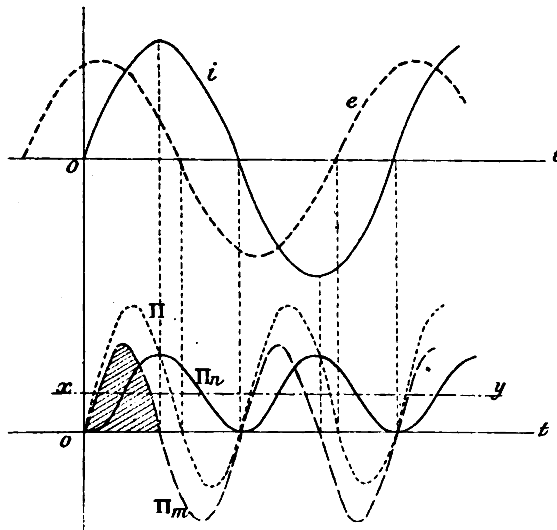


Fig. 5.

On voit, sur la figure 5, que Π_w est représentée par une sinusoïde de la période T/2, située tout entière au-dessus de ot ; car, dans le cas qui nous occupe, l'appareil M ne peut être que récepteur.

$\Pi_w = e_w i$ est donc bien toujours de même signe, et l'énergie qu'elle fournit $\int_0^t \Pi_w dt$ s'accroît indéfiniment avec t, sans être jamais compensée $\left(\text{c'est} \int_0^t Ri^2 dt\right)$.

Au contraire, Π_m est représentée par une sinusoïde de période T/2 également, mais ayant ot pour axe. $\Pi_m = e_m i$ est donc bien alternativement positive et négative, et l'énergie qu'elle fournit au temps θ est exactement compensée par celle qu'elle absorbe au temps $\theta + T/4$ (voir § I). C'est donc bien de la puissance périodiquement compensée et, comme l'énergie

qu'elle fournit $\left(\int_0^t e_m i dt = \int_0^t L i di\right)$ est bien réellement alternativement absorbée et restituée par le même appareil M: c'est bien de la puissance magnétisante.

Les deux sinusoïdes Π et Π_w ont même axe xy; avec $ox = P_w = EI\cos\varphi$.

Remarquons que P_w est la puissance réelle moyenne $EI\cos\varphi$ et qu'on peut, d'ailleurs, vérifier facilement que

$$\frac{1}{T}\int_0^T eidt = P_w, \tag{19}$$

car le second terme du second membre de (18) donne une intégrale nulle :

$$\frac{1}{T}\int_0^T \Pi_m dt = \frac{1}{T}\int_0^T P_m \sin 2\omega t\, dt = 0. \tag{20}$$

D'ailleurs, si on prend les valeurs moyennes, non plus pour une période T, mais pour une demi-période $T/2$ du courant, on trouve encore

$$\frac{1}{T/2}\int_0^{T/2} eidt = \frac{1}{T/2}\int_0^{T/2} \Pi_w dt = P_w, \tag{19 bis}$$

et

$$\frac{1}{T/2}\int_0^{T/2} \Pi_m dt = 0. \tag{20 bis}$$

Ceci n'est pas étonnant puisque Π, Π_w et Π_m sont des fonctions périodiques de période $T/2$, dont les valeurs moyennes sont évidemment les mêmes de o à T ou de o à $T/2$.

Mais si on prend la valeur moyenne de Π_m pour sa demi-période de o à $T/4$, on trouve

$$\frac{1}{T/4}\int_0^{T/4} \Pi_m dt = \frac{2}{\pi} P_m. \tag{21}$$

D'ailleurs, l'intégrale définie du premier membre de l'équation précédente a pour valeur l'aire A de la surface hachurée sur la figure 5 et qui représente l'énergie intrinsèque accumulée provisoirement dans M, du temps o au temps $T/4$.

On a donc

$$P_m = \frac{2\pi}{T} A.$$

Mais nous retiendrons seulement que $2/\pi \cdot P_m$ est la *puissance magnétisante moyenne* prise pendant le temps $T/4$ compris entre un zéro et le maximum (ou minimum) suivant l'intensité du courant.

B) Il y a une source extérieure S′ agissant sur M, autre que S; c'est-à-dire une force électromotrice ou contre-électromotrice de provenance extérieure.

Nous savons (§ II) que cette source S′ introduit, dans le circuit électrique de M, une force électromotrice e', que nous compterons positivement dans le sens inverse de celui suivant lequel nous comptons e positivement.

Nous aurons toujours les relations (10) à (14) et, de plus,

$$e' = E'\sqrt{2}\sin(\omega t + \varphi'). \tag{22}$$

qu'on peut décomposer en deux autres :

$$e'_w = E'\sqrt{2}\cos\varphi' \sin\omega t, \tag{23}$$

$$e'_m = E'\sqrt{2}\sin\varphi' \cos\omega t. \tag{24}$$

La composante wattée e'_w est en phase (ou en opposition) avec i, comme e_w; tandis que la composante magnétisante e'_w est en phase (ou en opposition) avec $L\,di/dt$, comme e_w.

Tout se passe comme si une seule force électromotrice $e - e'$ agissait sur le circuit de résistance R et de self-induction L ; on a donc

$$e - e' = Ri + L\frac{di}{dt}$$

ou bien

$$(e_w - e'_w) + (e_m - e'_m) = Ri + L\frac{di}{dt}; \qquad (25)$$

ce qu'on peut écrire ainsi :

$$(E\sqrt{2}\cos\varphi - E'\sqrt{2}\cos\varphi')\sin\omega t + (E\sqrt{2}\sin\varphi - E'\sqrt{2}\sin\varphi')\cos\omega t = RI\sqrt{2}\sin\omega t + L\omega I\sqrt{2}\cos\omega t. \qquad (26)$$

Cette équation doit être vérifiée, quel que soit t. Or, pour $t = 0$, elle donne

$$E\sin\varphi - E'\sin\varphi' = L\omega I \qquad (27)$$

et, pour $\omega t = \pi/2$, c'est-à-dire pour $t = T/4$, elle donne

$$E\cos\varphi - E'\cos\varphi' = RI. \qquad (28)$$

De ces deux dernières relations, on déduit que l'équation (26) et, par suite aussi, l'équation (25) peuvent se décomposer en deux autres

$$e_w - e'_w = Ri, \qquad (29)$$

$$e_m - e'_m = L\frac{di}{dt}. \qquad (30)$$

Ou, en multipliant par i,

$$e_w i - e'_w i = Ri^2 \qquad (31)$$

$$e_m i - e'_m i = Li\frac{di}{dt} \qquad (32)$$

On voit ainsi que $(e_w i - e'_w i)$ est bien de la puissance wattée et $(e_m - e'_m i)$ de la puissance magnétisante. De plus, il est évident que $e_w i$ et $e'_w i$ sont respectivement les portions de ei et de $e'i$ qui contribuent à fournir l'énergie wattée ; tandis que $e_m i$ et $e'_m i$ sont respectivement les portions de ei et de $e'i$ qui contribuent à fournir l'énergie magnétisante.

Ainsi, *chacune des f. é. m. ou d. d. p. qui agissent sur le circuit électrique de* M *peut être décomposée en deux : l'une en phase (ou en opposition) avec le courant et qui contribue uniquement à fournir ou à absorber de l'énergie wattée, l'autre en phase (ou en opposition) avec la force contre-électromotrice de self-induction* L *di/dt, et qui contribue uniquement à fournir ou à absorber de l'énergie magnétisante.*

Les deux dernières équations peuvent s'écrire ainsi :

$$e_w i = Ri^2 + e'_w i; \quad \text{et} \quad e_m i = Li\frac{di}{dt} + e'_m i.$$

La première exprime que la puissance wattée $e_w i$, fournie aux bornes de M, est exactement égale à la somme algébrique des puissances wattées absorbées dans cet appareil, pour fournir de l'énergie au dehors du système, soit sous forme de chaleur Joule (Ri^2), soit sous forme mécanique, chimique, etc... ($e'_w i$).

La seconde exprime que la puissance magnétisante $e_m i$, fournie aux bornes de M, est exactement égale à la somme algébrique des puissances magnétisantes absorbées dans cet appareil pour fournir l'énergie accumulée ou restituée, à cet instant, soit par l'effet de la self ou de la capacité propres de M (puissance $Li\,di/dt$), soit pour équilibrer les variations de flux, ou de charge électrique, produites, dans M, par la source S″, qui engendre la force électromotrice ou contre-électromotrice e' (puissance $e'_m i$).

La différence algébrique $e_w - e'_w$ des composantes wattées est égale à la chute ohmique Ri. La différence algébrique des composantes magnétisantes $e_m - e'_m$ est égale à la f. c. é. m. de self-induction $L\,di/dt$.

Si, maintenant, nous tenons compte des valeurs explicites de i, e, e', e_w, e_m, e'_w et e'_m nous aurons, comme plus haut,

$$P_w = EI \cos \varphi = RI^2 + E'I \cos \varphi', \quad (33)$$

$$P_m = EI \sin \varphi = L\omega I^2 + E'I \sin \varphi'. \quad (34)$$

ainsi que

$$\Pi_w = P_w \, 2 \sin^2 \omega t. \quad (35)$$

$$\Pi_m = P_m \sin 2\omega t \quad (36)$$

et, enfin,

$$\Pi = ei = P_w \, 2 \sin^2 \omega t + P_m \sin 2\omega t. \quad (37)$$

P_w et P_m sont toujours les puissances réelle ou wattée moyenne, et magnétisante moyenne définies par les équations (19), (19 *bis*) et (21).

La puissance réelle moyenne P_w peut évidemment être positive ou négative, puisqu'elle est égale à $RI^2 + E'I \cos \varphi'$; mais, pour chaque régime permanent, sa valeur est constante. Par conséquent, pour chaque régime permanent, la puissance wattée instantanée $\Pi_w = P_w 2 \sin^2 \omega t$ reste constamment de même signe, ce qui caractérise la puissance wattée.

Ainsi nous connaissons, encore dans ce cas, à chaque instant les valeurs Π_w et Π_m des portions de la puissance réelle instantanée Π qui produisent de la puissance wattée et de la puissante magnétisance et leurs valeurs moyennes P_w et P_m définies, comme plus haut.

Remarque. — Nous avons déjà fait remarquer l'avantage qu'il y a à considérer les composantes wattée et magnétisante de la d. d. p. plutôt que celles du courant. Le calcul que nous avons fait ainsi permet de faire très facilement le départ entre la puissance wattée et la puissance magnétisante instantanées.

Ceci aurait été beaucoup moins simple avec la méthode habituelle, qui consiste à prendre pour origine la phase de la d. d. p. et à considérer les composantes wattée et magnétisante du courant. En effet, le produit du courant watté par la d. d. p. aux bornes n'est pas égal à $Li\, di/dt$, car ici

$$i = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi),$$

et

$$Li \frac{di}{dt} = L\omega I^2 \sin(2\omega t - 2\varphi),$$

ou

$$Li \frac{di}{dt} = EI \sin \varphi \sin(2\omega t - 2\varphi).$$

tandis que le produit du courant déwatté par la d. d. p. aux bornes est

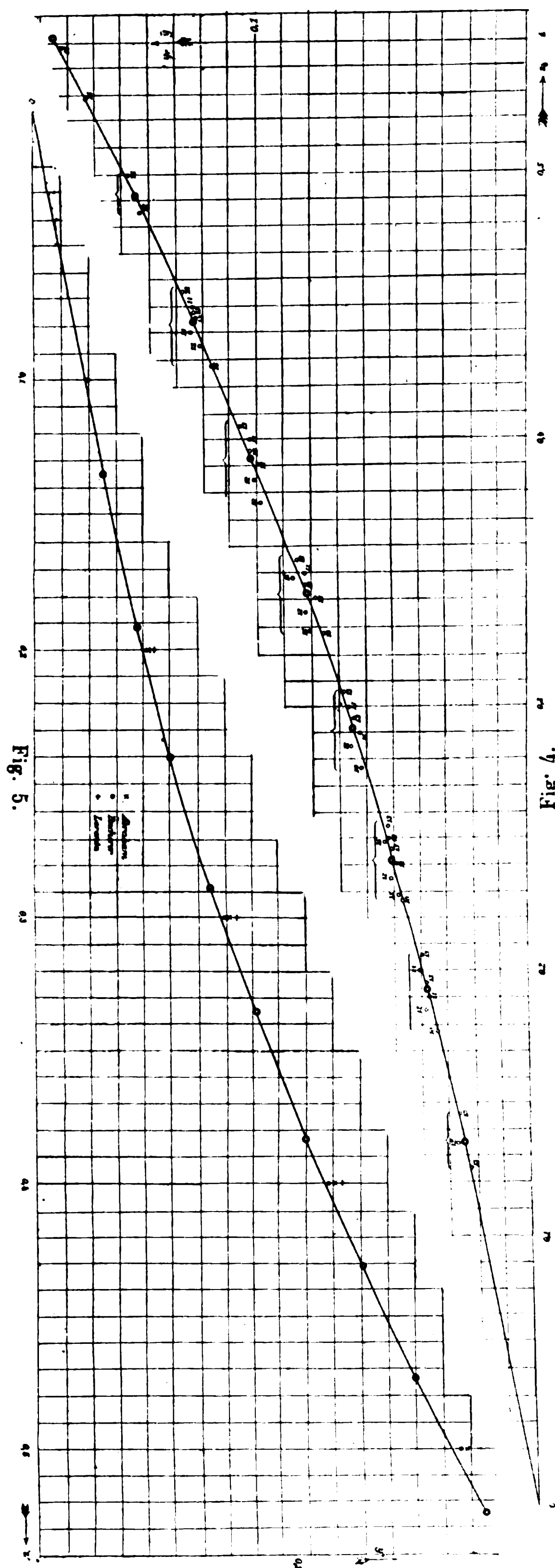
$$-EI \sin \varphi \cdot \sin 2\omega t.$$

(A suivre.) A. Nouguier.

SUR LA CONSTITUTION DE L'ÉLECTRON (*Fin*) (1)

Si l'on traduit graphiquement les chiffres du tableau V (page 95), on obtient la figure 4 qui représente la courbe réduite à un champ déterminé (points figurés par des cercles simples). L'examen de cette courbe montre qu'il existe une source d'erreurs, puisque certains écarts atteignent 30 μ, alors que l'erreur moyenne due aux erreurs d'observation ne doit pas dépasser 2 à 4 microns. Cette source d'erreurs est due à la contraction de la gélatine de la plaque. Pour unifier la courbe, le meilleur moyen a semblé être de réunir à chaque fois en un point un groupe de points appartenant aux plaques les plus différentes. Ces

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 21 avril 1906, page 86.



groupes sont séparés les uns des autres par des barres transversales sur le tableau, et par des accolades sur la courbe de la fig. 4. Pour obtenir le point unifié d'un groupe, on a pris son centre de gravité en attribuant à chaque point un poids proportionnel à la déviation électrique mesurée, c'est-à-dire proportionnel à la tension moyenne du condensateur pendant l'enregistrement: c'est ainsi que les points des plaques 10, 11 et 12 furent affectés des poids $p = 1$, les points de la plaque 13 du poids $p = 1,3$, et les points de la plaque 15 du poids $p = 0,65$.

Les points unifiés sont donnés dans chaque groupe par l'équation :

$$\bar{z} = \Sigma (z_b . p)/\Sigma p; \qquad \bar{y} = \Sigma (y_p p)/\Sigma p.$$

Le tableau VI indique les neuf points ainsi obtenus de la courbe unifiée : ces points sont marqués par un double cercle sur la figure 4; leurs poids sont donnés par Σp.

TABLEAU VI

Courbe unifiée.

z	y	p
0,1354	0,0247	0,5
0,1930	0,0378	1
0,2423	0,0506	1
0,2930	0,0653	1
0,3423	0,0825	1
0,3930	0,1025	1
0,4446	0,1242	1
0,4926	0,1457	0,25
0,5522	0,1746	0,25

Cette courbe unifiée servira de base dans tous les calculs qui suivent.

III

1° *Théorie générale de la trajectoire.* — Nous calculerons la trajectoire de l'électron en supposant d'abord que les déviations sont infiniment petites vis-à-vis des dimensions de l'appareil. Comme ce n'est pas le cas en réalité, il faut « réduire à des déviations

infiniment petites » les déviations observées. Dans le cas de déviations infiniment petites, ces déviations sont proportionnelles aux forces, et les déviations électriques et magnétiques simultanées sont indépendantes les unes des autres.

Soient $x_0, 0, 0$ les coordonnées de la source de radiation
$x_1, 0, 0$ celles du diaphragme
x_2, y', z' celles d'un point de la courbe sur la plaque.

a) *Déviation magnétique.* Soit q la vitesse de l'électron sur la trajectoire, ε sa charge en unités électromagnétiques, μ sa masse, ρ le rayon de courbure de la trajectoire : on a

$$\frac{1}{\rho} = \frac{\varepsilon}{\mu q} \cdot \mathrm{H} \quad [\mathrm{H} \text{ est supposé parallèle à } y]. \tag{1}$$

Si les déviations sont très petites, c'est-à-dire si ρ est très grand, on a :

$$\frac{1}{\rho} = \frac{d^2z}{dx^2} \quad \text{ou} \quad \frac{d^2z}{dx^2} = \frac{\varepsilon}{\mu q}\mathrm{H}. \tag{1$_a$}$$

En tenant compte de ce que $z = 0$ pour $x = x_0$ et $x = x_1$, on obtient l'équation

$$z' = \frac{\varepsilon}{\mu q}\left[\int_{x_0}^{x_2} dx \int_{x_0}^{x} \mathrm{H}dx - \frac{x_2 - x_0}{x_1 - x_0}\int_{x_0}^{x_1} dx \int_{x_0}^{x} \mathrm{H}dx\right] = \frac{\varepsilon}{\mu q}\mathrm{M}. \tag{2}$$

La grandeur M sera désignée dans la suite par l'expression « intégrale de champ magnétique ».

b) *Déviation électrique.* On a $\quad \frac{dy}{dt^2} = \frac{\varepsilon}{\mu}\mathrm{F},$

ou, comme $\quad \frac{dx}{dt} = q, \quad$ ou $\quad dt = \frac{dx}{q}$:

$$\frac{d^2y}{dx^2} = \frac{\varepsilon}{\mu q^2}\mathrm{F}. \tag{3}$$

Il en résulte, si l'on tient compte de ce que $y = 0$ pour $x = x_0$ et $x = x_1$:

$$\left(\frac{dy}{dx}\right)_{x=x_1} = \frac{\varepsilon}{\mu q^2}\left[\int_{x_0}^{x_1}\mathrm{F}dx - \frac{1}{x_1 - x_0}\int_{x_0}^{x_1} dx \int_{x_0}^{x}\mathrm{F}dx\right].$$

Le champ électrique étant nul au delà du diaphragme, on a :

$$y' = (x_2 - x_1)\left(\frac{dy}{dx}\right)_{x_1} = \frac{\varepsilon}{\mu q_2}(x_2 - x_1)\left[\int_{x_0}^{x_1}\mathrm{F}dx - \frac{1}{x_1 - x_0}\int_{x_0}^{x_1} dx \int_{x_0}^{x}\mathrm{F}dx\right] = \frac{\varepsilon}{\mu q^2}\mathrm{E}. \tag{4}$$

Dans la suite, E sera nommé « intégrale de champ électrique ». Le calcul des deux intégrales est indiqué plus loin.

Quand les déviations sont finies, les équations 2 et 4 ne sont plus applicables telles quelles. Pour obtenir une réduction de la déviation magnétique réelle $\bar{z}$ à une déviation infiniment petite, c'est-à-dire pour obtenir la proportionnalité avec M/q, regardons d'abord la trajectoire comme un arc de cercle, ce qui est permis pour les termes de correction par suite de la très faible inhomogénéité du champ. Posons pour abréger $x_1 - x_0 = 2m$ et $x_2 - x_1 = n$:

on a alors : $\quad \rho^2 = (m+n)^2 + (\sqrt{\rho^2 - m^2} - \bar{z})^2$

d'où

$$\sqrt{\rho^2 - m^2} = \frac{n^2 + 2mn + \bar{z}^2}{2\bar{z}}. \tag{5}$$

Pour de très petites valeurs de $\bar{z}$, ρ est très grand, et l'on a :

$$\rho = \frac{n^2 + 2mn}{2\bar{z}};$$

$\bar{z}$ est alors proportionnel à $1/\rho$, c'est-à-dire proportionnel à $\frac{\varepsilon}{\mu q}$ H. Introduisons une grandeur z' telle que l'on ait, d'une façon générale :

$$\rho = \frac{n^2 + 2mn}{2z'} \quad \text{ou} \quad z' = \frac{n^2 + 2mn}{2\rho}. \tag{6}$$

L'équation (2) s'applique alors à z' car l'on a :

$$z' = \frac{\varepsilon}{\mu q}\left(\text{H}.\frac{n^2 + 2mn}{2}\right).$$

Le facteur de $\varepsilon/\mu q$ est la valeur que prend M pour un champ magnétique homogène. Quand le champ magnétique est à peu près homogène, l'équation (2) est encore remplie avec une grande approximation si l'on remplace le $\bar{z}$ observé par un z' calculé d'après l'équation 6 avec un rayon de courbure *moyen* correspondant à la déviation $\bar{z}$. En combinant les équations (5) et (6), on obtient :

$$\sqrt{\frac{(n^2 + 2mn)^2}{4z'^2} - m^2} = \frac{n^2 + 2mn + \bar{z}^2}{2\bar{z}}.$$

En posant pour abréger :

$$\frac{n^2 + 2mn + 2m^2}{(n^2 + 2mn)^2} = \varkappa \tag{7}$$

et

$$\frac{1}{(n^2 + 2mn)^2} = \lambda,$$

on obtient :

$$z'^2 = \bar{z}^2 \frac{1}{1 + 2\varkappa\bar{z} + \lambda z^4}. \tag{9}$$

La plus grande valeur de $\bar{z}$ est 0,55 : on peut montrer facilement que, même pour cette valeur, on ne commet qu'une erreur de 1 pour mille en posant

$$z' = \bar{z}(1 - \varkappa\bar{z}^2) = \bar{z}(1 - 0{,}16\,\bar{z}^2). \tag{10}$$

Quand une déviation électrique se produit simultanément avec la déviation magnétique, le mouvement n'a plus lieu dans le plan xz et, pour la déviation magnétique, on n'a plus à considérer la vitesse q sur la trajectoire, mais seulement sa composante q_x placée dans le plan xz. Or on a $q^2 = q_x^2 + q_y^2$, en appelant q_y la composante dans la direction de la force électrique : la déviation électrique maxima atteint environ $0^{cm},17$. Celle-ci se produit le long d'un chemin s_2 égal à l'arc du diaphragme jusqu'à la plaque, c'est-à-dire qu'en tous cas on a $s_2 > n$ ou $s_2 > 2$ centimètres. On a alors :

$$q_y < q_x \frac{0{,}17}{2} \quad \text{ou} \quad q_y < 0{,}085\, q_x$$

$$q^2 - q_x^2 < 0{,}007 \,.\, q_x^2 \quad \text{ou} \quad q - q_x < \frac{q}{300}.$$

Dans le cas le plus défavorable, on commet donc une erreur de 3 pour mille en remplaçant q_x par q.

Pour la déviation électrique, l'équation (4) — abstraction faite de ce qu'on néglige la variation de vitesse due au travail électrostatique entre les plaques du condensateur — serait rigoureuse si la « déviation magnétique simultanée » n'intervenait pas. Par suite de celle-ci, on n'a pas $dt = dx/q$, mais $dt = ds/q_x$, en appelant ds un élément d'arc de la projection de la trajectoire sur le plan yz. La courbure de la trajectoire produite par le champ magnétique augmente d'une part la durée du séjour dans le champ électrique et par suite l'inclinaison avec laquelle l'électron sort du diaphragme, et allonge d'autre part le trajet au delà du dia-

phragme, de telle sorte qu'au lieu du facteur $(x_2 - x_1)$ dans l'équation (4), il faut introduire le facteur s_2, s_2 étant la projection de la trajectoire du diaphragme jusqu'à la plaque.

Pour déterminer les variations de la durée du séjour dans le champ électrique, il suffit de considérer le champ comme constant entre les plaques et comme nul en dehors des plaques. Soit h la longueur des plaques, s_1 la demi-longueur de la projection de la trajectoire entre les plaques sur le plan yz, s_2 la longueur de la projection de la trajectoire depuis le diaphragme jusqu'à la plaque : on aurait, dans le cas d'un flux homogène entre les plaques:

$$\bar{y} = \frac{\varepsilon}{\mu q^2} F s_1 s_2.$$

Pour des déviations infiniment petites, au contraire, on aura :

$$y' = \frac{\varepsilon}{\mu q^2} F \frac{h}{2}(x_2 - x_1) = \bar{y}\,\frac{h(x_2 - x_1)}{2 s_1 s_2} = \bar{y}\,\frac{hn}{2 s_1 s_2}. \qquad (11)$$

Supposons encore que, même dans le cas du champ inhomogène, la formule de réduction (11) soit applicable. Cela est d'autant plus justifié que la grandeur $h/2s_1$ ne diffère au maximum que de un millième de l'unité, comme le montre le calcul numérique ; la plus grande partie de la correction provient du facteur $(x_2 - x_1)/s_2$. On a :

$$s_1 = \rho \arc \sin \frac{h}{2\rho}; \qquad s_2 = 2\rho \arc \sin \frac{\sqrt{n^2 + \bar{z}^2}}{2\rho}.$$

En développant en série la fonction arc sinus, en introduisant la valeur de ρ de l'équation (6) et en négligeant toutes les puissances supérieures de z, on obtient finalement :

$$y' = \bar{y}\left[1 - \bar{z}^2\left(\frac{1}{2n^2} + \frac{1}{6}\,\frac{h^2 + n^2}{(n^2 + 2mn)^2}\right)\right] = \bar{y}(1 - 0{,}145\bar{z}^2). \qquad (12)$$

Les coordonnées réduites, d'après les équations (10) et (12) à des déviations infiniment petites peuvent être alors introduites dans les équations 2 et 4. On tire des équations (10) et (12) les valeurs suivantes pour la « courbe réduite ».

TABLEAU VII

Courbe réduite à une déviation infiniment petite.

z'	y'	p
0,1350	0,0246	0,5
0,1919	0,0376	1
0,2400	0,0502	1
0,2890	0,0645	1
0,3359	0,0811	1
0,3832	0,1001	1
0,4305	0,1205	1
0,4735	0,1405	0,25
0,5252	0,1667	0,25

La figure 5 (page 126) montre graphiquement cette courbe. Des équations (2) et (4), on tire l'équation de la courbe réduite quand on connaît la relation entre la masse μ et la vitesse q. Soit μ_0 la valeur de la masse électromagnétique transversale de l'électron pour $q = 0$, et soit $\beta = q/c$, où c représente la vitesse de la lumière ; on a d'une façon générale :

$$\mu = \mu_0 \Phi(\beta) \qquad (13)$$

La fonction $\Phi(\beta)$ dépend des hypothèses fondamentales faites sur la constitution de l'électron : elle sera déterminée plus loin à propos des différentes théories. On combinant les équations (2) et (4), on obtient :

$$z' = \frac{2}{\mu_0}\frac{M}{c}\frac{1}{\beta\Phi(\beta)} \qquad (14)$$

$$y' = \frac{\varepsilon}{\mu_0}\frac{E}{c^2}\frac{1}{\beta^2\Phi(\beta)}. \qquad (15)$$

Si l'on pose pour abréger

$$\frac{\varepsilon}{\mu_0}\frac{M}{c} = \frac{1}{A} \quad \text{et} \quad \frac{\varepsilon}{\mu_0}\frac{E}{c^2} = B \qquad (16)$$

$$\frac{1}{\beta\Phi(\beta)} = u \quad \text{et} \quad \frac{1}{\beta^2\Phi(\beta)} = v = f(u) \qquad (17)$$

on peut écrire :

$$y' = Bv = Bf(Az'). \qquad (18)$$

Si donc l'on a calculé un tableau auxiliaire (donné plus loin), indiquant pour une série aussi resserrée que possible les valeurs correspondantes de v, on peut, quand A et B sont connus, calculer pour chaque valeur de z', d'après l'équation (18), la valeur correspondante de y' et comparer le résultat avec la valeur observée. On arrive facilement à trouver des valeurs approximatives pour les deux « constantes des courbes » A et B et à perfectionner ces valeurs d'après la méthode des moindres carrés. Les constantes de courbes ainsi déterminées peuvent ensuite être comparées avec les « constantes de l'appareil » définies par l'équation (16), c'est-à-dire les valeurs de A et B déduites des intégrales de champ mesurées et de la valeur ε/μ_0 connue par l'observation des rayons cathodiques.

2° *Comparaison avec les théories d'Abraham, Lorentz et Bucherer.* — La fonction $\Phi(\beta)$ qui exprime la relation entre la masse et la vitesse a, dans les trois théories dont il a été question au début, les valeurs suivantes :

I (Abraham) $\qquad \Phi(\beta) = \frac{3}{4}\frac{1}{\beta^2}\left(\frac{1+\beta^2}{2\beta}\log\frac{1+\beta}{1-\beta} - 1\right),$

II (Lorentz) $\qquad \Phi(\beta) = (1-\beta^2)^{-1/2},$

III (Bucherer) $\qquad \Phi(\beta) = (1-\beta^2)^{-1/3},$

La théorie d'Einstein conduit à la même formule que celle de Lorentz. Dans les cas I et III, les équations (14) et (16) donnent les relations suivantes entre les constantes de l'appareil, les constantes des courbes, et ε/μ_0

$$A.B = E/Mc = \beta y'/z' \qquad (19)$$

$$\varepsilon/\mu_0 = c/AM = Bc^2/E = c\sqrt{Bc/AME}.$$

Dans le cas II, on peut séparer les variables et l'on obtient, comme équation de la courbe réduite :

$$y'^2 = C^2 z'^2 + D^2 z'^4 \qquad (21)$$

où

$$C = E/Mc \qquad (22)$$

et

$$\varepsilon/\mu_0 = cC/MD = c^2C^2/ED = \frac{cC}{D}\sqrt{cC/ME}. \qquad (23)$$

Les équations (19) et (22) permettent de comparer A, B ou C avec les grandeurs calculées directement d'après le dispositif expérimental. On a là un moyen direct pour éprouver l'une ou l'autre théorie. Les équations (20) et (23) contiennent encore la valeur du rapport des rayons cathodiques ε/μ_0 sur laquelle on n'est pas fixé d'une façon bien exacte. Il est déterminé ici de deux façons différentes, d'après l'intégrale de champ électrique ou d'après l'intégrale de champ magnétique. Les deux valeurs diffèrent l'une de l'autre d'autant plus

que les équations 19 et 22 sont moins satisfaites. Pour une comparaison avec les valeurs observées sur les rayons cathodiques, il semble que le mieux soit de prendre la moyenne géométrique entre les deux valeurs, comme l'indiquent les troisièmes expressions de ε/μ_0 dans les équations 20 et 23.

La méthode des moindres carrés donne les valeurs suivantes pour les constantes des courbes:

I (d'après Abraham) $A = 2{,}169 \cdot 4/3$ $B = 0{,}08355 \cdot 3/4$
II (d'après Lorentz) $C^2 = 0{,}02839$ $D^2 = 0{,}2672$
III (d'après Bucherer) $A = 2{,}9337$ $B = 0{,}06234$.

Le tableau VIII contient les résultats du calcul.

TABLEAU VIII

Comparaison entre la courbe observée et la courbe calculée.

z'	$y'_{obs.}$	p	$y'_{calc.}$			δ			β		
			I	II	III	I	II	III	I	II	III
0,1350	0,0246	0,5	0,0251	0,0246	0,0254	— 5	0	— 8	0,974	0,924	0,971
0,1919	0,0376	1	0,0377	0,0375	0,0379	— 1	+ 1	— 3	0,922	0,875	0,919
0,2400	0,0502	1	0,0502	0,0502	0,0502	0	0	0	0,867	0,875	0,864
0,2890	0,0545	1	0,0649	0,0651	0,0647	— 4	+ 6	— 2	0,807	0,823	0,805
0,3359	0,0811	1	0,0811	0,0813	0,0808	0	— 2	+ 3	0,752	0,713	0,750
0,3832	0,1001	1	0,0995	0,0997	0,0992	+ 6	+ 4	+ 9	0,697	0,661	0,695
0,4305	0,1205	1	0,1201	0,1202	0,1200	+ 4	+ 3	+ 5	0,649	0,616	0,647
0,4735	0,1405	0,25	0,1408	0,1405	0,1409	— 3	0	— 4	0,610	0,579	0,608
0,5252	0,1667	0,25	0,1682	0,1678	0,1687	— 15	— 11	— 20	0,566	0,527	0,564

On voit que l'on ne peut pas, d'après la forme seule des courbes et sans tenir compte des valeurs absolues des constantes, trancher en faveur de l'une ou de l'autre théorie. L'erreur moyenne des points des courbes atteint en effet 5 microns pour le cas I (Abraham), 5 microns pour le cas II (Lorentz) et 7 microns pour le cas III (Bucherer). Or, comme, dans le calcul théorique de la courbe, on a négligé souvent des termes dont l'importance relative atteignait 1 à 3 pour mille, la valeur des approximations pour les valeurs moyennes et élevées de y' est de l'ordre de l'erreur moyenne trouvée. On ne peut donc dire d'abord, comme résultat du calcul qui précède, qu'une chose: c'est que les trois théories représentent également bien la forme relative de la courbe. Des valeurs de β, on peut cependant conclure que la théorie de Lorentz exige de tout autres vitesses que celles de Bucherer et d'Abraham. Pour ces deux théories, les vitesses sont presque identiques et, chose plus remarquable, la fonction $\Phi(\beta)$ concorde numériquement, avec un écart atteignant au maximum 2 pour 100, dans l'intervalle de vitesses étudié.

La distinction ne dépend que des équations 19 et 22, ou 20 et 23. Les valeurs de l'intégrale de champ, calculées plus loin, sont $E = 315 \cdot 10^{10}$ unités électromagnétiques (pour une différence de potentiel de 2500 volts), et $M = 557,1$. On a donc :

$$E/M_c = 0{,}1884.$$

Au contraire, le calcul donne:

		Différence en o/o.
I (d'après Abraham)	$B = 0{,}1817$	— 3,5
II (d'après Lorentz)	$C = 0{,}1689$	— 10,4
III (d'après Bucherer)	$AB = 1831$	— 2,8

Les valeurs de ε/μ_0 sont les suivantes :

a) Pour les rayons cathodiques : $1{,}878 \cdot 10^7$

b) Pour les rayons β :

				Différence en o/o.
(d'après Abraham)	1,858	1,788	1,823	— 2,9
(d'après Lorentz)	1,751	1,569	1,660	— 11,9
(d'après Bucherer)	1,833	1,780	1,808	— 3,7

Finalement, on peut encore comparer les différentes théories en déterminant les constantes A et B ou C et D elles-mêmes des équations (16) au moyen des valeurs mesurées de M et E et de la valeur de ε/μ_0 pour les rayons cathodiques, et en calculant la courbe avec ces valeurs. Les valeurs calculées des constantes sont les suivantes :

$$A = \frac{c}{M}\frac{\mu_0}{\varepsilon} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{557{,}1 \cdot 1{,}878 \cdot 10^7} = 2{,}867$$

$$B = \frac{\varepsilon}{\mu_0}\frac{E}{c^2} = \frac{1{,}878 \cdot 107 \cdot 315 \cdot 10^{10}}{3 \cdot 10^{20}} = 0{,}0658$$

$$C = \qquad = 0{,}1884$$

$$D = \frac{cC}{M}\frac{\mu}{\varepsilon} = \frac{E}{M^2}\frac{\mu_0}{\varepsilon} = 0{,}539.$$

Au moyen de ces valeurs numériques, on peut calculer la courbe d'après l'équation (18) ou (21). Les résultats sont indiqués par le tableau IX.

TABLEAU IX

Courbes calculées d'après les constantes de l'appareil.

z'	y'		
	ABRAHAM	LORENTZ	BUCHERER
0,1	0,0191	0,0196	0,0190
0,2	0,0413	0,0434	0,0407
0,3	0,0712	0,0745	0,0696
0,4	0,1104	0,1144	0,1080
0,5	0,1595	0,1642	0,1568

Les points ainsi calculés sont indiqués sur la figure 5. On voit que les écarts de la courbe de Lorentz dépassent, de beaucoup, les erreurs d'expérience. Il ne faut pas perdre de vue que cette comparaison repose sur l'hypothèse que la valeur indiquée par Simon pour le rapport ε/μ_0 est exacte. Il n'y a que la comparaison de grandeur E/M*c* faite ci-dessus qui soit indépendante de cette hypothèse.

Les résultats qui précèdent parlent contre l'exactitude de la théorie de Lorentz et de Einstein. L'essai fait par ce savant d'édifier toute la physique, y compris l'électrodynamique et l'optique, sur le principe du mouvement relatif, semble donc devoir échouer. Une étude de la théorie d'Einstein montre que, pour amener ce principe en concordance avec nos résultats expérimentaux, il faudrait modifier les équations de Maxwell pour les corps au repos, ce que

peu de physiciens oseront se résoudre à faire actuellement. On devra donc plutôt se contenter pour le moment d'admettre que les phénomènes physiques dépendent du mouvement relativement à un système de coordonnées bien déterminées, que l'on appelle l'éther absolument immobile. Si l'on n'est pas encore parvenu, par des expériences électrodynamiques ou optiques, à démontrer une influence de ce genre du mouvement à travers l'éther, on ne doit cependant pas encore en conclure qu'une telle preuve est impossible à réaliser.

Il faudrait encore pouvoir distinguer entre les deux théories restant provisoirement seules en présence, celle d'Abraham et celle de Bucherer. Une distinction basée sur l'emploi des rayons β exigerait une précision encore beaucoup plus grande, et, comme les erreurs principales proviennent des plaques photographiques, il faudrait augmenter considérablement les dimensions de l'appareil et aussi de la courbe, car les erreurs dues à la plaque ne vont pas en augmentant. Si, pour un agrandissement de n fois les dimensions de l'appareil, on voulait agrandir la courbe de n fois, il faudrait employer, pour la production du champ magnétique, des aimants permanents énormes dont la fabrication serait très difficile et le prix exorbitant. Il faudrait recourir alors à des électro-aimants. Pour maintenir constant le champ électrique, qui, pour une augmentation de la distance des plaques égale à n fois la distance primitive, devient n fois plus petit pour une même tension, il faudrait au moins 3 000 volts.

Une autre voie pour arriver au résultat serait peut-être de perfectionner la méthode employée par Stark pour la mesure des rayons cathodiques rapides. Peut-être pourrait-on, en employant des cathodes incandescentes de Wehnelt, parvenir à obtenir des décharges suffisamment constantes pour des tensions supérieures à 38 000 volts, limite à laquelle est parvenu Stark. On pourrait peut-être ainsi déterminer par quel facteur (2/5, 1/2 ou 1/3) on doit multiplier le terme qui dépend de β^2, pour obtenir une bonne concordance avec la variation observée de ε/μ_0. Pour cela, il faudrait atteindre à une extraordinaire précision de mesures.

IV

Calcul des intégrales de champ.

1° *Intégrale de champ magnétique.* — Pour H, on avait trouvé l'équation empirique

$$H = 141{,}7 + 4{,}1x - 2{,}0x^2 + 0{,}2x^3 \tag{1}$$

En négligeant les carrés de x_0 multipliés par de petits coefficients, on obtient

$$\int_{x_0}^{x} H dx = 141{,}7\,(x - x_0) + 2{,}05x^2 - 0{,}667x^3 + 0{,}05\,x^4 \tag{2}$$

$$\int_{x_0}^{x_1} dx \int_{x_0}^{x} H dx = 70{,}85(x_1 - x_0)^2 + 0{,}683x_1^3 - 0{,}167x_1^4 + 0{,}01x_1^5 = J_1 \tag{3}$$

$$\int_{x_0}^{x_2} dx \int_{x_0}^{x} H dx = 70{,}85(x_2 - x_0)^2 + 0{,}683x_2^3 - 0{,}167x_2^4 + 0{,}01x_2^5 = J_2. \tag{4}$$

On a $x = 0$ pour un point placé à $0^{cm},09$ au-dessous de la surface C

$x_1 = 2{,}005 + 0{,}09 \qquad = 2{,}095$

$x_2 = 2{,}005 + 1{,}969 + 0{,}09 = 4{,}064$

$x_0 = 0{,}09 + 0{,}011 \qquad = 0{,}101$ (0,011 étant la hauteur de la source de radiation).

On en déduit: $J_1 = 285{,}2\,; \quad J_2 = 1123{,}8.$

$$M = J_2 - \frac{x_2 - x_0}{x_1 - x_0} J_1 = 557{,}1.$$

On peut calculer l'erreur qu'entraîne une inexacte orientation dans le champ. La position de la bobine d'épreuve mobile n'est connue qu'à $0^{mm},5$ près. Dans les deux intégrales, le terme principal $(x_1 - x_0)^2$ est indépendant de cette inexactitude. Une variation de δx sur les limites x_1 et x_2 produit une variation :

$$\delta J_1 = \delta x\,[3 \cdot 0{,}683 x_1^2 - 4 \cdot 0{,}167 x_1^3 + 5 \cdot 0{,}01 x_1^4] = -1{,}8\delta x$$
$$\delta J_2 = \qquad\qquad\qquad\qquad = +3{,}4\delta x$$

d'où
$$\frac{\delta M}{\delta x} = 3{,}4 + 2 \cdot 1{,}8 = 7.$$

Un déplacement de $0^{mm},5$ correspond donc à une variation $\delta M = 0{,}35$, soit 0,6 pour mille.

2° *Intégrale de champ électrique.* — Plaçons pour simplifier l'origine des coordonnées à la source de radiation, en retranchant $0^{cm},011$ de tous les x mesurés à partir de C. L'intégrale de champ électrique est alors :

$$E = (x_2 - x_1)\left[\int_{x_0}^{x_1} F dx - \frac{1}{x_1}\int_0^{x_1} dx \int_0^x F dx\right].$$

On a alors: $\quad x_2 - x_1 = 1{,}699\,; \qquad x_1 = 1{,}994.$

A un millimètre du bord des plaques, le champ est pratiquement constant. Divisons le segment x_1 en trois parties :

a depuis l'origine jusqu'à 1 millimètre derrière le bord de plaque inférieur,
c depuis l'extrémité de a jusqu'à 1 millimètre du bord de plaque supérieur,
b — — c jusqu'au diaphragme.

On a alors:

$$\begin{aligned} a &= 0{,}246 + 0{,}1 - 0{,}011 = 0{,}335 \\ c &= 1{,}484 - 0{,}2 = 1{,}284 \\ b &= 0{,}275 + 0{,}1 = 0{,}375 \\ a + c + b &= 1{,}994 = x_1. \end{aligned}$$

On a
$$\left\{\begin{aligned} \int_0^x F dx &= \int_0^x F dx && \text{pour } 0 < x < a \\ &= \int_0^a F dx + (x - a) && \text{pour } a < x < a + c \\ &= \int_0^a F dx + c + \int_{a+c}^x F dx && \text{pour } a + c < x < x_1 \end{aligned}\right. \tag{2}$$

$$\int_0^{x_1} F dx = \int_0^a F dx + \int_{a+c}^{x_1} F dx + c. \tag{3}$$

On a en outre

$$\left.\begin{aligned} \int_0^{x_1}\int_0^x &= \int_0^a\int_0^x + \int_a^{a+c}\int_0^x + \int_{a+c}^{x_1}\int_0^x \\ &= \int_0^a\int_0^x + c\int_0^a + \frac{(a+c)^2}{2} - \frac{a^2}{2} - ac + b\int_0^a + bc + \int_{a+c}^{x_1}\int_{a+c}^x . \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

Si l'on introduit dans la dernière intégrale double la nouvelle variable $\xi = x_1 - x$, c'est-à-dire la distance au diaphragme, on a :

$$\int_{a+c}^{x_1} dx \int_{a+c}^x F dx = \int_b^0 d\xi \int_b^\xi F d\xi = \int_b^0 \int_b^0 + \int_b^0 \int_0^\xi = b\int_0^b F d\xi - \int_0^b d\xi \int_0^\xi F d\xi$$

$$\int_0^{x_1} dx \int_0^x F dx = \int_0^a dx \int_0^x F dx - \int_0^b d\xi \int_0^\xi F d\xi + (b + c)\int^a F dx + b\int^b F d\xi + \frac{c^2}{2} + bc \tag{5}$$

et, d'après (3):
$$\int_0^{x_1} \mathrm{F}\,dx = \int_0^{a} \mathrm{F}\,dx + \int_0^{b} \mathrm{F}\,d\xi + c. \qquad (6)$$

En introduisant (5) et (6) dans (1), on obtient (pour F = 1 dans une région constante)

$$\mathrm{E}_1 = (x_2 - x_1) \times$$
$$\times \left[\frac{c}{2} + \int_0^b \mathrm{F}\,d\xi - \frac{1}{x_1}\left[\frac{c}{2}(b-a) + b\int_0^b \mathrm{F}\,d\xi - a\int_0^a \mathrm{F}\,dx - \int_0^b d\xi \int_0^{\xi} \mathrm{F}\,d\xi + \int_0^a dx \int_0^x \mathrm{F}\,dx\right]\right]. \qquad (7)$$

Dans cette expression, les deux premiers termes entre crochets représentent la valeur de $\mathrm{E}_1/(x_2 - x_1)$ qui existerait pour une position tout à fait symétrique des plaques de condensateur entre le fond et le diaphragme et une entière coïncidence entre la source de radiation et le fond : l'expression multipliée par $1/x_1$, qui disparaît pour une disposition absolument symétrique, représente la correction due à la dissymétrie.

Les intégrales ont été étudiées graphiquement. La valeur des deux premiers termes (termes principaux) est : $\frac{c}{2} + \int_0^b \mathrm{F}\,dx = 0{,}642 + 0{,}167 = 0{,}809$

Les termes correctifs ne représentent, à côté de ce chiffre, que 0,0141. L'intégrale de champ, pour un champ F = 1 dans la partie homogène est alors :

$$\mathrm{E}_1 = 1{,}969\,(0{,}809 - 0{,}0141) = 1{,}565.$$

Le terme correctif ne dépasse donc pas 1,7 pour 100. Même si on considérait comme égales les intégrales des deux côtés et les intégrales doubles, et si on ne tenait compte que de la distance du centre de gravité du radium au fond, le terme correctif serait :

$$\frac{b-a}{x_1}\left[\frac{c}{2} + \int_0^b \mathrm{F}\,d\xi\right] = 0{,}809\,\frac{0{,}04}{1{,}994} = 2\,\%.$$

Par conséquent, en admettant l'uniformité du champ aux deux extrémités, l'intégrale n'est modifiée que de (2 — 1,7) pour 100, ou 0,3 pour 100.

Pour une différence de potentiel de 2500 volts = $25 \cdot 10^{10}$ unités électromagnétiques, et un intervalle de $0^{\mathrm{cm}},1242$ entre les plaques, on a :

$$\mathrm{E} = \frac{1{,}565 \cdot 25}{0{,}1242}\, 10^{10} = 315 \cdot 10^{10}. \qquad (8)$$

L'exactitude de la mesure de la répartition du champ n'influe que sur le deuxième terme principal $\int_0^b \mathrm{F}\,d\xi = 0{,}167$: celui-ci représente 21 pour 100 de la totalité. Une erreur atteignant même 1 pour 100 dans les mesures relatives de champ produirait donc au plus une erreur de 2 pour 1 000 dans l'intégrale. En ajoutant une erreur de 1 pour 1 000 pour la détermination du potentiel et une erreur de 2 pour 1 000 pour la distance des plaques, on voit que l'erreur maxima possible ne dépasse pas 5 pour 1 000.

V

Limites du spectre des rayons β. — Les limites de la courbe mesurée ne représentent pas les limites vraies du « spectre » des rayons β. Celui-ci s'étend encore un peu de part et d'autre de la limite des mesures exactes. La longueur de courbe que l'on peut suivre dépend évidemment beaucoup de l'état des plaques. Les premières plaques obtenues étaient de beaucoup les plus nettes, parce qu'il n'existait pas encore d'activité induite. Sur la plaque n° 1, obtenue sans champ électrique, on pouvait suivre la courbe jusqu'à $z_b = 0{,}71$ ou $z' = 0{,}655$. Sur la plaque 2, la limite de visibilité inférieure était atteinte pour environ $z_b = 0{,}06$. Ces deux limites correspondent, d'après Abraham et Bucherer, aux valeurs suivantes de β :

z_b	β ABRAHAM	β BUCHERER
0,06	0,9995	0,9975
0,71	0,48	0,48

La chute d'intensité aux deux limites est très progressive : on peut à peine dire si, au delà des limites données, l'intensité devient réellement nulle ou devient trop faible. Probablement, l'intensité des rayons s'approche asymptotiquement de zéro des deux côtés.

Les mesures de Stark, s'étendant jusqu'à $\beta = 0{,}38$ environ, la région encore inexplorée est relativement petite. Il ne semble donc pas impossible de combler la brèche au moyen des rayons cathodiques, car, pour $\beta = 0{,}5$, il faut une tension de 140 000 volts environ, tension qui n'est pas anormale avec des tubes durs de Crookes. Avec des rayons cathodiques d'une telle vitesse, il faudrait faire des mesures dans la région comprise entre $\beta = 0$ et $\beta = 0{,}5$, région où les deux courbes d'Abraham et de Bucherer s'écartent le plus l'une de l'autre.

VI

Tableau auxiliaire pour la théorie d'Abraham.

β	3/4 . *u*	3/4 . *v*	*dv/du*	β	3/4 . *u*	3/4 . *v*	*dv/du*
0,55	1,1842	2,1531	3,15	0,67	0,8894	1,3275	2,45
0,56	1560	0642	3,07	0,68	8684	2770	2,40
0,57	1285	1,9799	3,00	0,69	8477	2285	2,34
0,58	1018	8997	2,93	0,70	8273	1819	2,28
0,59	0758	8234	2,87	0,71	8073	1370	2,24
0,60	0505	7509	2,80	0,72	7877	0940	2,19
0,61	0258	6817	2,74	0,73	7683	0524	2,15
0,62	0018	6158	2,67	0,74	7491	0123	2,09
0,63	0,9783	5529	2,62	0,75	7303	0,9737	2,05
0,64	9554	4928	2,56	0,76	7117	9364	2,00
0,65	9330	4354	2,50	0,77	6932	9003	1,95
0,66	9110	3803	2,45	0,78	6749	8653	1,91
0,79	0,6569	0,8315	1,83	0,935	0,3894	0,4165	1,87
0,80	6389	7986	1,78	0,94	3786	4028	1,27
0,81	6210	7667	1,74	0,945	3675	3889	1,25
0,82	6032	7356	1,70	0,95	3561	3748	1,24
0,83	5855	7054	1,67	0,955	3442	3603	1,22
0,84	5678	6759	1,63	0,96	3317	3455	1,19
0,85	5500	6470	1,59	0,965	31845	3300	1,16
0,86	5321	6187	1,55	0,97	3044	3138	1,15
0,87	5142	5910	1,51	0,975	2893	2967	1,13
0,88	4961	5637	1,47	0,98	2725	2781	1,11
0,89	4777	5367	1,43	0,985	2534	2573	1,09
0,90	4590	5100	1,40	0,99	2306	2329	1,07
0,905	4495	4967	1,38	0,995	1994	2004	1,04
0,91	4399	4834	1,36	0,996	1911	1919	1,03
0,915	4301	4701	1,34	0,997	1813	1818	1,03
0,92	4202	4568	1,33	0,998	1683	1686	1,01
0,925	4101	4434	1,31	0,999	1513	1515	1,00
0,93	3999	4300	1,29	0,9995	1370	1371	1,00

Tableau auxiliaire pour la théorie de Bücherer.

β	u	v	dv/du	β	u	v	dv/du
0,50	1,8171	3,6342	3,55	0,80	0,8892	1,1115	1,87
0,52	7312	3294	3,37	0,82	8407	0253	1,78
0,54	6508	0581	3,25	0,84	7920	0,9428	1,69
0,56	5752	2,8129	3,09	0,86	7425	8634	1,60
0,58	5039	5929	2,95	0,88	6918	7861	1,52
0,60	4363	3938	2,82	0,90	6388	7097	1,44
0,62	3721	2130	2,69	0,91	6110	6714	1,38
0,64	3108	0481	2,57	0,92	5821	6327	1,34
0,66	2522	1,8972	2,46	0,93	5517	5933	1,30
0,68	1957	7584	2,35	0,94	5194	5526	1,26
0,70	1413	6305	2,25	0,95	4845	5100	1,22
0,72	0888	5121	2,15	0,96	4458	4644	1,18
0,74	0374	4019	2,05	0,97	4017	4142	1,14
0,76	0,9872	2990	1,96	0,98	3478	3549	1,10
0,78	9380	2026	1,87	0,99	2737	2765	1,06

VII

Détermination de ε/μ_0 sur les rayons cathodiques. — Nous avons pris comme valeur de ε/μ_0 le chiffre $1{,}885 \cdot 10^7$ qui a été extrapolé du chiffre donné par Simon, $1{,}865 \cdot 10^7$. La méthode d'extrapolation n'était pas tout à fait correcte, car, dans le calcul, nous n'avions pas tenu suffisamment compte de la différence entre la masse transversale et la masse longitudinale. La valeur extrapolée est un peu différente, suivant la théorie prise comme base.

1° *Calcul d'après la théorie d'Abraham.* — L'énergie totale de l'électron de rayon a et de charge ε (en unités électromagnétiques) est :

$$W = \frac{\varepsilon^2 c^2}{2a}\left[\frac{1}{\beta}\log\frac{1+\beta}{1-\beta} - 1\right]$$

ou

$$W = \frac{\varepsilon^2 c^2}{2a}\left[1 + \frac{2}{3}\beta^2 + \frac{2}{5}\beta^4 \dots\right] \qquad (1)$$

Si β est nul, cette énergie devient l'énergie électrostatique de l'électron immobile

$$W_0 = \frac{\varepsilon^2 c^2}{2a}.$$

L'accroissement d'énergie due au mouvement est donc

$$(W - W_0) = W_0 \cdot \frac{2}{3}\beta^2\left[r + \frac{3}{5}\beta^2\right]. \qquad (2)$$

Pour la masse transversale de l'électron, on a l'équation :

$$\mu = \frac{2}{3}\frac{\varepsilon^2}{a}\left[1 + \frac{2}{5}\beta^2\right], \qquad (3)$$

expression qui, pour $\beta = 0$, se transforme en :

$$\mu_0 = \frac{2}{3}\frac{\varepsilon^2}{a}. \qquad (4)$$

On a :

$$\frac{2W_0\beta^2}{3} = \frac{\mu_0}{2}\beta^2 c^2 = \frac{\mu_0}{2} q^2,$$

puisque $\beta = q/c$, q désignant la vitesse de l'électron, d'où l'on tire :

$$W - W_0 = \frac{\mu_0 q^2}{2}\left[1 + \frac{3}{5}\beta^2\right] \tag{5}$$

Soit P la différence de potentiel parcourue par l'électron : le travail électrique est εP ; celui-ci doit être égal à l'accroissement d'énergie, c'est-à-dire que l'on a :

$$\varepsilon P = \frac{\mu_0 q^2}{2}\left[1 + \frac{3}{5}\beta^2\right]; \tag{6}$$

la déviation magnétique est déterminée par l'équation

$$z = \frac{\varepsilon}{\mu q} M = \frac{\varepsilon}{\mu_0 q} M\left(1 - \frac{2}{5}\beta^2\right). \tag{7}$$

Des équations (6) et (7), on tire, par élimination de q :

$$\frac{\varepsilon}{\mu_0} = \frac{2Pz^2}{M^2}\left(1 + \frac{1}{5}\beta^2\right). \tag{8}$$

Si l'on prend pour ε/μ_0 la valeur approximative $2Pz^2/M = x$, on a assez exactement dans le terme correctif, d'après l'équation (6) : $\beta^2 = \frac{2\varepsilon P}{\mu_0 c^2} = 2x\frac{P}{c^2}$

d'où

$$\frac{\varepsilon}{\mu_0} = x\left(1 + \frac{2}{5}x\frac{P}{c^2}\right). \tag{9}$$

On a, d'après Simon : $x = 1{,}865.10^7$; $P = 8300$ volts $= 8300.10^8$ en moyenne.

On en déduit ; $\frac{2}{5}x\frac{P}{c^2} = 0{,}0070$ et $\frac{\varepsilon}{\mu_0} = 1{,}878.10^7$ (Abraham). (10)

2° *Calcul d'après la théorie de Bucherer.* — On a $W = W_0\dfrac{1 + \frac{\beta^2}{3}}{(1-\beta^2)^{1/3}}$, ce qui donne, par développement en série :

$$W - W_0 = W_0 \frac{2}{2}\beta^2\left(1 + \frac{1}{2}\beta^2\right) \tag{11}$$

ou

$$W - W_0 = \varepsilon P = \frac{\mu_0 q_2}{2}\left(1 + \frac{1}{2}\beta^2\right). \tag{12}$$

On a :

$$\mu = \mu_0(1 - \beta^2)^{-1/3}$$

d'où l'on tire :

$$z = \frac{\varepsilon}{\mu q} M = \frac{\varepsilon}{\mu_0 q} M(1 - \beta^2)^{1/3} \tag{13}$$

ce qui donne, après élimination de q :

$$\frac{\varepsilon}{\mu_0} = \frac{2Pz^2}{M^2}\left(1 + \frac{1}{6}\beta^2\right) \tag{14}$$

ou, avec la même notation que ci-dessus :

$$\frac{\varepsilon}{\mu_0} = 1{,}876.10^7 \quad \text{(Bucherer).} \tag{15}$$

3° *Calcul d'après la théorie de Lorentz.* — Dans l'électron de Lorentz, on doit, pour pouvoir appliquer le principe de l'énergie, attribuer à l'électron d'Abraham une énergie interne E pour laquelle on a :

$$\frac{dE}{dq} = -\frac{\mu_0}{4}\frac{q}{\sqrt{1-\beta^2}}; \tag{17}$$

on pose ensuite :

$$\varepsilon P = (W - W_0) + \int_0^{q} \frac{dE}{dq} dq = W - W_0 + \frac{\mu_0 c^2}{4}[\sqrt{1-\beta^2} - 1] = W - W_0 - \frac{\mu_0 q^2}{2.4}\left[1 + \frac{\beta^2}{4}\right]. \quad (18)$$

Pour W, on a :

$$W = \frac{\varepsilon^2 c^2 \left(1 + \frac{\beta^2}{3}\right)}{2a\sqrt{1-\beta^2}} = W_0 \frac{1 + \frac{\beta^2}{3}}{\sqrt{1-\beta^2}} \quad (19)$$

d'où, en développant en série, on tire l'équation :

$$W - W_0 = \frac{\mu_0 q^2}{2} \cdot \frac{5}{4}\left[1 + \frac{13}{20}\beta^2\right] \quad (20)$$

ou

$$\varepsilon P = \frac{\mu_0}{2} q^2 \left\{ \frac{5}{4}\left[1 + \frac{13}{20}\beta^2\right] - \frac{1}{4}\left[1 + \frac{1}{4}\beta^2\right] \right\}, \quad (21)$$

ou

$$\varepsilon P = \frac{\mu_0 q^2}{2} \left\{ 1 + \frac{3}{4}\beta^2 \right\}. \quad (22)$$

On a de plus :

$$\mu = \mu_0 (1 - \beta^2)^{-1/2}, \quad (23)$$

d'où

$$z^2 = \frac{\varepsilon^2}{\mu_0^2} \cdot \frac{M^2}{q^2}(1 - \beta^2) \quad (24)$$

et

$$\frac{\varepsilon}{\mu^0} = \frac{2Pz^2}{M^2}\left(1 + \frac{1}{4}\beta^2\right) \quad (25)$$

ou

$$\frac{\varepsilon}{\mu_0} = \alpha\left(1 + \frac{1}{2}\alpha\frac{P}{c^2}\right). \quad (26)$$

On a :

$$\frac{\alpha}{2}\frac{P}{c^2} = 8,8 \,.\, 10^{-3}$$

et

$$\frac{\varepsilon}{\mu_0} = 1,881 \,.\, 10^7 \qquad \text{(Lorentz)}. \quad (27)$$

Les différences dans les valeurs de ε/μ_0 trouvées en 1, 2 et 3 étant de l'ordre des erreurs d'observation, il suffit de prendre la valeur moyenne

$$\frac{\varepsilon}{\mu_0} = 1,878 \,.\, 10^7.$$

W. Kaufmann.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Propriétés magnétiques de la limaille de fer en fonction de sa densité. — **Trenkle.** — *Drudes Annalen*, avril 1906.

I. Expériences faites avec un magnétomètre.

Dispositif expérimental. — Le dispositif expérimental employé par l'auteur était le suivant. Le centre de l'espace compris entre les pôles de l'aimant d'un galvanomètre de Wiedemann était en ligne droite horizontale avec l'axe d'une bobine magnétisante de 35 centimètres de longueur, de telle façon que la droite formée fût perpendiculaire au méridien magnétique. La bobine magnétisante comprenait 1 174 tours de fil de cuivre isolé répartis en six couches et ayant un diamètre moyen de 3 centimètres. Le centre de la baguette cylindrique formée du corps magnétique à étudier et le centre de la bobine magnétisante étaient plus ou moins rapprochés du

centre de l'aimant suivant la sensibilité à obtenir. La déviation due à la bobine magnétisante était compensée par une seconde bobine de 575 tours de fil de cuivre isolé, perpendiculaire également au méridien magnétique du côté opposé du magnétomètre, et intercalée dans le même circuit que la bobine magnétisante. Le courant nécessaire était emprunté au réseau d'éclairage local à 110 volts avec interposition d'un rhéostat de lampes. Des expériences préliminaires furent faites avec des baguettes massives en fer, en fonte et en acier. Dans ces expériences, la distance entre le centre de la baguette et celui de l'aimant était de 150 centimètres.

Baguettes en limaille de fer. — La limaille de fer était employée pure ou mélangée avec de l'argile en poudre. La poudre était préparée par précipitation de l'hydrate d'une solution de sulfate d'aluminium au moyen d'ammoniaque : ce précipité était chauffé au rouge, puis était mélangé aussi soigneusement que possible avec la limaille de fer chimiquement pure. Ces mélanges étaient placés dans un tube de verre et formaient les corps magnétiques désignés dans la suite par la lettre A. Les corps magnétiques désignés sous la lettre B étaient constitués par un mélange de limaille de fer et de limaille de bronze.

L'étude faite sur ces baguettes de limaille a montré que la valeur *maxima* de l'aimantation atteinte par la limaille de fer *pure* était très peu supérieure à la valeur *minima* de l'aimantation de l'acier étudié. Il fallait diminuer fortement la distance au magnétomètre, pour obtenir une sensibilité suffisante. La longueur des baguettes A était de $7^{cm},5$; celle des baguettes B était de $11^{cm},5$.

Calcul du champ magnétisant. — Le champ magnétisant de la bobine était calculé au moyen de l'équation $H = 0,4\pi n i$, où la constante $0,4\pi n$ était donnée par le nombre d'ampère-tours de la bobine, le courant magnétisant i étant mesuré au moyen d'un ampèremètre de précision. Une mesure faite suivant l'axe de la bobine montra que, même pour la longueur des échantillons B, le champ était suffisamment homogène.

Calcul de la désaimantation. — Le calcul de la réaction démagnétisante due aux pôles libres ne peut être effectué qu'approximativement pour des baguettes de forme cylindrique. L'auteur s'est servi, pour les échantillons B dont le rapport des dimensions était $11,4/1,12 = 10,26$, d'une table de du Bois, dont il interpolait les chiffres. Pour les baguettes A, dont le rapport des dimensions était $7,5/1,12 = 6,69$, on ne pouvait pas interpoler cette table, et l'auteur s'est servi de la formule de Neumann pour calculer P.

Résultats des mesures avec la méthode magnétométrique. — Les résultats numériques sont donnés par les tableaux I et II. Le tableau I (échantillon A) indique, en H, les intensités de champ magnétisant $H = H' - H_i$, où $H' = 0,4\pi n i$ et $H_i = PJ$. Dans la colonne J sont indiqués les

TABLEAU I

Échantillon A.

100 POUR 100 DE FER		70 POUR 100 DE FER	
H	J	H	J
12,61	5,43	41,31	2,14
31,12	11,96	59,58	3,88
45,78	17,56	77,51	6,54
59,37	25,11	93,95	7,61
75,67	32,63	110,0	9,78
87,85	39,16	124,3	10,64
100,87	48,93	140,7	11,96
117,69	54,38	175,5	14,14
137,45	63,07	172,7	16,31
153,42	70,68	195,4	17,55
173,61	78,28		
181,58	84,79		

TABLEAU II

Échantillon B.

100 POUR 100 DE FER		70 POUR 100 DE FER		
H	J	H	J	J'
31,06	12,76	34,64	5,67	8,57
48,25	21,28	50,76	9,27	14,10
63,64	28,37	67,16	11,45	17,51
80,98	36,17	85,41	14,90	22,79
96,1	44,67	101,7	17,73	27,12
109,3	51,76	117,9	20,57	31,47
121,8	58,13	132,1	23,41	35,81
133,9	65,21	150,1	27,66	42,31
147,6	70,81	172,5	31,91	98,82
158,8	77,23	192,7	35,46	54,25
178,5	84,29	202,9	37,59	57,51
187,3	92,05			

moments magnétiques de l'unité de volume. H et J sont exprimés en unités *c. g. s.* Le tableau II indique, dans la colonne J′, les valeurs de J réduites au même poids de fer. On voit, d'après les résultats, que le moment magnétique de l'unité de volume diminue avec la densité pour une même intensité du champ magnétisant. Ce résultat concorde avec celui trouvé antérieurement par Waltenhofen. Il montre que, pour l'allure de l'aimantation, il n'est pas indifférent que l'on augmente la dimension dans la direction de la force magnétisante au dépens des autres dimensions, ou qu'on éloigne les unes des autres les plus petites particules de l'aimant en diminuant la densité de sa masse de fer.

II. Expériences faites avec la méthode de la culasse.

Le rapport des dimensions a une influence sur l'aimantation, car une augmentation du rapport de la longueur au diamètre produit un déplacement vers la droite des courbes d'aimantation obtenues, tandis que la valeur de saturation n'est pas influencée. Il devrait en être de même pour des baguettes de même rapport de dimensions, mais de densités différentes, si les deux modifications avaient la même influence magnétique. Si donc l'on pouvait, d'une façon certaine, suivre l'allure de l'aimantation jusqu'à proximité de la limite de saturation, la question serait tranchée. Mais la méthode magnétométrique est tout à fait défectueuse, quand il s'agit d'étudier l'aimantation de la limaille à proximité de sa valeur de saturation. L'auteur a donc employé la méthode de la culasse. La limaille à étudier était placée, comme précédemment, dans des tubes en verre dont le diamètre extérieur était, aussi exactement que possible, égal au diamètre d'alésage du trou de la culasse et de l'espace intérieur de la bobine secondaire. Le galvanomètre ballistique employé était un appareil de Du Bois-Rubens. Le calcul était fait au moyen de l'équation

$$Q \cdot w = \int E dt = q \cdot B \cdot n,$$

où Q représente la quantité d'électricité du choc d'induction, w la résistance totale du circuit secondaire, q la section de la bobine secondaire, n le nombre de tours de celle-ci et B l'induction magnétique.

Les valeurs de H étaient données par l'équation :

$$H = 0{,}4\pi n' i \frac{a}{\sqrt{a^2 + 4\rho^2}}.$$

Cette méthode permit d'obtenir des valeurs plus élevées de l'aimantation que la méthode magnétométrique, mais on ne pouvait encore pas parvenir au but à atteindre.

III. Méthode de l'anneau modifié.

L'auteur employa finalement la méthode de l' « isthme » indiquée par Ewing et Low. Deux courts tubes de verre de $1^{mm},4$ de diamètre et $4^{cm},2$ de longueur portaient chacun une petite bobine formée de 92 tours de fil guipé de $0^{mm},4$. Les faces de l'un des tubes étaient fermées par deux plaques de verre très minces. L'autre tube n'avait primitivement qu'une extrémité fermée et l'autre libre pour l'introduction de la limaille à étudier. Les bobines d'épreuve ainsi constituées pouvaient être intercalées entre les pôles d'un électro-aimant puissant de telle façon que leur axe fût placé dans la direction du champ. Ce dernier était sensiblement uniforme, comme l'avait montré une expérience préliminaire faite avec une sonde. Les extrémités des petites bobines d'épreuve furent reliées à un galvanomètre Deprez de 530 ohms, par l'intermédiaire d'une résistance de 2 000 ohms. On plaçait alternativement entre les pôles de l'électro-aimant la bobine vide et la bobine contenant de la limaille, et l'on notait la déviation obtenue au galvanomètre quand on établissait ou rompait le courant d'excitation : la moyenne entre les deux déviations ainsi obtenues était prise comme valeur de la déviation. On a, dans le cas de la bobine vide :

$$H = \frac{Q_1 \cdot w}{q \cdot n}$$

et, dans le cas de la bobine contenant de la limaille :

$$B = 4\pi J + H = \frac{Q_2 \cdot w}{q \cdot n}$$

d'où l'on tire : $J = \frac{B - H}{4\pi}$.

En remplaçant par de minces feuilles de tôles les feuilles de verre qui fermaient les tubes et en rapprochant les pôles des électro-aimants, l'auteur a pu atteindre les valeurs de saturation pour les échantillons en limaille de fer pure et en limaille mélangée de bronze à 60 et 70 pour 100. Les résultats d'expérience montrent que, pour une même force magnétisante, l'aimantation de la limaille de fer pure est toujours plus forte que celle des mélanges, et que, par

suite, la valeur de saturation de la limaille pure est plus élevée que celle des mélanges. Si l'on appelle J_1 et J_2 les valeurs de l'aimantation produite par une même force magnétisante sur de la limaille pure et sur un mélange à 60 pour 100 de bronze, et si l'on forme les rapports J_1/J_2, on obtient les chiffres du tableau III :

TABLEAU III

H	$\frac{J_1}{J_2}$	H	$\frac{J_1}{J_2}$	H	$\frac{J_1}{J_2}$
200	2,46	1 200	1,81	2 200	1,59
300	2,30	1 300	1,77	2 300	1,57
400	2,22	1 400	1,76	2 400	1,56
500	2,15	1 500	1,74	2 500	1,55
600	2,14	1 600	1,714	2 600	1,55
700	2,10	1 700	1,710	2 700	1,55
800	2,01	1 800	1,67	2 800	1,55
900	1,96	1 900	1,66	2 900	1,55
1 000	1,91	2 000	1,64	3 000	1,55
1 100	1,85	2 100	1,61	3 100	1,55

Le tableau IV donne les valeurs de la susceptibilité $x = J/H$.

TABLEAU IV

Expériences faites avec un électro-aimant.

100 POUR 100 DE FER			60 POUR 100 DE FER		
H	J	$\frac{J}{H} \cdot 10^4$	H	J	$\frac{J}{H} \cdot 10^4$
131	17,8	1 349	152	7,8	512
357	66,1	1 851	380	29,5	776
576	99,7	1 732	627	46,1	734
833	123	1 473	855	62,3	728
1 012	148	1 464	1 045	70,7	676
1 092	157	1 438	1 143	76,4	668
1 151	162	1 404	1 292	85,6	647
1 231	167	1 355	1 330	89,7	643
1 290	171,5	1 329	1 407	88,9	635
1 389	176	1 246	1 502	95,1	633
1 448	180	1 227	1 559	98,6	632
1 489	184	1 226	1 616	101,3	627
1 529	186,5	1 220	1 692	103	605
1 555	188	1 222	1 730	106,7	595

On voit que la susceptibilité de la limaille de fer diminue toujours avec la densité. Une augmentation du rapport des dimensions l/d agit exactement en sens inverse quand la densité reste constante. Les deux modifications, modification de la densité et modification de la valeur du rapport des dimensions sont donc très différentes au point de vue de l'allure de l'aimantation et ne sont pas comparables entre elles, si l'on prend comme mesure de l'aimantation le moment rapporté à l'unité de volume. La valeur de saturation diminue avec la densité, ce qui concorde avec les résultats trouvés sur la fonte qui présente des valeurs de saturation moins élevées que le fer et l'acier.

B. L.

***Sur les alliages magnétiques d'Heusler.* — Gray.** — *Proceedings Royal Society*, 6 mai 1906.

L'auteur a étudié un alliage d'Heusler contenant 16 pour 100 de manganèse, 8 pour 100 d'aluminium, un peu de plomb et le reste de cuivre. Cet alliage n'était absolument pas magnétique au début : après avoir été chauffé à 400° puis refroidi lentement, il fut trouvé fortement magnétique. Après un nouvel échauffement à 340° pendant 20 minutes environ et un refroidissement, les propriétés magnétiques furent encore plus prononcées. Les propriétés magnétiques étaient détruites par un refroidissement brusque succédant à une température de 400°. L'effet produit par la température de l'air liquide sur l'alliage quand on y plonge celui-ci à l'état non magnétique a été trouvé très remarquable. A cette température, la susceptibilité magnétique de l'échantillon a été trouvée plus grande que dans les meilleures conditions précédentes, tandis que les pertes par hystérésis et la force coercitive étaient plus faibles.

R. V.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

***Étude du projet d'une génératrice de 500 kilowatts à courant continu.* — Breslauer.** — *The Electrician*, 9 mars 1906.

Quoique, à l'heure actuelle, il y ait une tendance marquée à employer des dispositifs de compensation pour supprimer la réaction d'induit et la tension de réactance dans les machines à courant continu, il est possible, dans les cas ordinaires, d'obtenir une bonne commutation par des moyens plus simples.

La théorie de la machine dynamo-électrique

est bien connue maintenant en ce qui concerne la commutation, mais un certain nombre de constantes employées dans les formules n'ont pas des valeurs tout à fait certaines.

Il est admis que, pour une puissance donnée, il existe certaines limites de vitesse en dehors desquelles une génératrice ne peut pas fonctionner d'une façon satisfaisante sans l'emploi d'artifices auxiliaires. La génératrice de 500 kilowatts dont l'auteur développe l'étude tourne à une vitesse de rotation de 300 tours par seconde, et est en dehors de ces limites. Comme elle fonctionne d'une façon absolument satisfaisante, une discussion complète de son projet présente un véritable intérêt. Avant d'entrer dans cette discussion, l'auteur cherche une base commode de comparaison des différentes formules généralement employées comme criterium des conditions de commutation.

Formules pour la tension de réactance. — On admet universellement que la tension de réactance, c'est-à-dire la tension engendrée dans une bobine court-circuitée de l'induit par le renversement du courant pendant la durée de la commutation, exerce la plus grande influence sur les conditions de commutation. On ne doit pas dépasser une certaine limite si le calage des balais doit être invariable : même quand on peut déplacer les balais, il existe une valeur limite pour la tension de réactance, au delà de laquelle il est impossible de trouver une position sans étincelles. Un grand nombre d'auteurs ont donné des formules pour la tension de réactance, mais ils trouvent les valeurs les plus différentes pour la tension limite admissible.

Hobart est arrivé à la conclusion généralement admise que chaque centimètre de « longueur active » d'un conducteur parcouru par un courant de 1 ampère produit 4 lignes de force, et chaque centimètre de « longueur libre » produit 0,8 ligne de force. Si l'on tient compte de ce que, dans leur longueur active, les conducteurs produisent des flux qui s'additionnent, tandis que les flux ne s'additionnent pas pour les longueurs libres des conducteurs, le flux des conducteurs actifs par centimètre est dans le rapport de 8 à 0,8 ou de 10 à 1 avec le flux des conducteurs non actifs. On peut aussi calculer facilement le flux produit par m_t conducteurs en commutation. En appelant l la longueur active de chaque conducteur et l_f la longueur libre, chaque conducteur produit par ampère dans la zone neutre un flux $8l + 0{,}8l_f = 8(l + 0{,}1l_f) = 8l'$, en appelant l' la longueur corrigée de l'induit, qui est à peu près de 20 à 40 pour 100 inférieure à la longueur du noyau. Si m_t conducteurs sont court-circuités par lame, et si i est le courant total de l'induit, le flux total dans la zone neutre, produit par les conducteurs en commutation est $N_z = 8l' \frac{i}{2a}$, $2a$ étant le nombre de circuits en parallèle dans l'induit. La f. é. m. moyenne induite dans les m_t conducteurs par ce flux est

$$e_r = \frac{2N_z}{T} m_t 10^{-8},$$

en appelant T la durée de la commutation, et en remarquant que le flux est doublé par le fait que le courant passe d'un maximum positif à un minimum négatif. Hobart calcule le voltage de réactance en fonction de la largeur de balais employée dans le cas étudié. Or, l'expérience montre que la largeur des balais n'exerce pas, dans certaines limites, d'influence sensible sur les conditions de commutation. Évidemment, le bon effet d'une durée prolongée de commutation est contrebalancé par l'accroissement des ampère-tours en court-circuit.

Pour pouvoir faire des comparaisons, l'auteur admet une valeur arbitraire de la largeur des balais, et suppose que chaque balai couvre deux lames de collecteur. En appelant d_c le diamètre du collecteur, S le nombre de lames, et $v = d_c\pi n/60$ la vitesse périphérique du collecteur, la durée T de la commutation est égale au temps pendant lequel les deux lames, c'est-à-dire $2d_c\pi/S$, sont couvertes à la vitesse v, ou :

$$T = \frac{2d_c\pi/S}{v} = \frac{2d_c\pi/S}{d_c\pi n/60} = \frac{120}{nS}.$$

En appelant $2am$ le nombre total de conducteurs, m étant le nombre de fils ou conducteurs actifs en série entre deux balais adjacents de polarité opposée, on a :

$$m_t S = 2am \quad \text{ou} \quad S = 2am/m_t.$$

Cette valeur de S, substituée dans la formule de T, donne pour la durée de commutation la valeur : $T = 120 \,.\, m_t/n \,.\, 2a \,.\, m$.

La tension de réactance est alors :

$$e_r = \frac{2N_z}{T} m_t = \frac{16 \,.\, l' \,.\, m_t \,.\, i/2a}{120 \,.\, m_t/n \,.\, 2a \,.\, m} m_t 10^{-8}$$

$$e_r = 0{,}133 \,.\, m_t \,.\, l' \,.\, i \,.\, m \,.\, n \,.\, 10^{-8}.$$

C'est là la méthode la plus simple de calcul.

L'auteur a trouvé que toutes les autres formules employées peuvent être réduites à cette même formule, à l'exception de la constante 0,133. Cette formule est semblable à la formule ordinaire de calcul de la f. é. m.

En prenant *im* proportionnel aux ampère-tours et en considérant l' comme perméabilité magnétique, on voit que le produit lmi est proportionnel au flux engendré par les ampère-tours de l'induit dans la zone neutre : ce flux est coupé par m_1 conducteurs se déplaçant avec une vitesse proportionnelle à n. Les facteurs qui ont une importance capitale dans le problème de la commutation sont donc les suivants : le nombre de conducteurs par lame m_1, la réluctance magnétique représentée par l', les ampère-tours de l'induit i_m, et la vitesse n. On trouve expérimentalement que la tension de réactance e_r ainsi calculée ne doit pas, dans les conditions ordinaires, excéder 2 volts si le calage des balais doit être invariable entre la marche à vide et une surcharge de 20 pour 100. Ce n'est pas, évidemment, la seule condition, puisque le rapport des ampère-tours de l'induit aux ampère-tours nécessaires pour l'entrefer, les dents et le noyau a aussi une influence considérable, mais doit être étudié séparément. Il ne faut pas perdre de vue que, avec une tension de réactance de 2 volts, les balais ne peuvent pas être placés au point neutre géométrique, mais peuvent être dans une position invariable. Pour des balais calés à la position neutre, tels que ceux des moteurs réversibles, par exemple, une tension de réactance supérieure à 1,1 volt n'est pas admissible : au contraire, quand on peut déplacer les balais avec la charge, la limite de e_r peut atteindre 3,2 volts.

L'auteur compare la formule indiquée ci dessus avec celles qu'ont données d'autres auteurs.

Arnold, dans son dernier livre sur les machines à courant continu, introduit un facteur nommé constante d'induit qui, pour une bonne commutation, ne doit pas excéder une limite déterminée. Cette formule est :

$$m_1 \,.\, AC \,.\, l \,.\, v \,.\, 10^{-8} < 0{,}3 - 0{,}35.$$

L'expression AC, ampère-conducteurs par centimètre de circonférence de l'induit, peut être écrite $AC = mi/d\pi$, m étant le nombre total de conducteurs actifs, i le courant total de l'induit et d le diamètre. En substituant $v = d\pi n/60$, on trouve :

$$m_1 \frac{mi}{d\pi} l \frac{d\pi n}{60} < 0{,}3 - 0{,}35$$

ou $$0{,}0166 m_1 lmin < 0{,}3 - 0{,}35.$$

En comparant cette formule avec la formule précédente de e_r, on trouve qu'elle est identique sauf le facteur 0,0166 au lieu de 0,133. En multipliant par 8 de part et d'autre, on trouve comme limite de e_r, d'après Arnold, la valeur 2,4 — 2,8 volts. Si l'on tient compte de la correction de l en l' par suite de la « longueur libre » de chaque conducteur, en admettant, en moyenne, que l' est de 30 pour 100 plus grande que l, la limite d'Arnold est réduite à la valeur 1,85 — 2,15 volts, ce qui est bien voisin du chiffre de 2 volts indiqué plus haut.

Fisher-Hinnen, dans la dernière édition de son son livre sur les machines à courant continu, indique la formule simple suivante pour la comparaison de la tension de réactance :

$$e_r = \frac{\text{conducteurs par lame} \times \text{watts}}{dB\alpha} \times \frac{\text{pas des lames}}{\text{épaisseur du balai}} < 0{,}3.$$

D'après l'hypothèse précédente qu'un balai couvre deux lames, cette dernière fraction a pour valeur 1/2. En considérant en outre la puissance $ei = m \frac{2pn}{60} Ni$ (N désignant le flux par pôle) et l'induction dans l'entrefer B que l'on peut écrire, en appelant α le rapport de l'arc polaire au pas polaire, $B\alpha = \frac{N2p}{d\pi l}$, la formule de Fisher-Hinnen devient

$$e_r = \frac{m_1 m \frac{2pn}{60} Ni}{d \frac{N2p}{d\pi l}} \cdot \frac{1}{2} < 0{,}3$$

ou $$0{,}026\, m_1 l\, m\, i\, n < 0{,}3.$$

On trouve ainsi la constante 0,026 au lieu de 0,133, et, en introduisant la longueur corrigée l' de l'induit, on voit que la formule concorde avec celle indiquée plus haut. Il suffit de multiplier par 5,1 de part et d'autre, et il vient :

$$e_r = 0{,}133 m_1 l\, m\, i\, n < 1{,}53 \text{ volts}.$$

Si l'on effectue la correction de l, la limite de Fisher-Hinnen se réduit à $e_r < 1{,}2$ volts, ce qui représente une condition plus stricte que celle énoncée ci-dessus $e_r < 2$ volts.

Un résultat semblable est obtenu avec la formule de *Pichelmayer* :

$$e_r = \zeta \,.\, m_s \,.\, v \,.\, AC \,.\, l \,.\, 10^{-8} < 1{,}5.$$

La lettre ζ représente le nombre de lignes de force produites par centimètre de longueur d'induit par ampère-tour. D'après Pichelmayer, cette constante varie entre 6 et 9, et est, en moyenne, égale à 7,5. Si l'on remplace AC par sa valeur $mi/\pi d$ et v par sa valeur $d\pi n/60$, la condition de Pichelmayer devient

$$e_r = 0{,}125 \,.\, m_s \,.\, l \,.\, m \,.\, i \,.\, n \,.\, 10^{-8} < 1{,}5 \text{ volts}.$$

On trouve donc encore un résultat identique à la formule établie plus haut : la constante est 0,125 au lieu de 0,133 ; en multipliant de part et d'autre par 1,06, la limite est $e_r < 1{,}6$ volt, ou, en effectuant la correction de l en l', $e_r < 1{,}23$ volts, ce qui concorde avec la limite de Fisher-Hinnen.

Dans une récente étude, *Frith* donne la formule suivante :

$$e_r = \text{AT par pouce de diamètre} \,.\, n \,.\, l \,.\, d \,.\, k \,.\, 0{,}105 \,.\, 10^{-8} < 5 \text{ volts}.$$

Le coefficient $k = 20$ représente le nombre de lignes de force engendrées par pouce de longueur d'induit et par ampère-tour. En transformant en centimètres, on a :

$$e_r = 0{,}207 \,.\, m_s \,.\, l \,.\, m \,.\, i \,.\, n \,.\, 10^{-8} < 5 \text{ volts}$$

ce qui, après transformation de l en l' et correction de la constante pour l'amener à la valeur 0,133, donne $e_r < 2{,}45$ volts.

Punga a donné la formule suivante :

$$e_r = 12{,}5 m_s l \frac{ei}{N \,.\, 2p} < 3{,}5,$$

ou, en substituant :

$$e = m \frac{2pn}{60} N \, 10^{-8}$$

il vient : $e_r = 0{,}208 m_s \,.\, l \,.\, m \,.\, i \,.\, n \,.\, 10^{-8} < 3{,}5$

En réduisant aux facteurs de la formule initiale, cette formule revient à $e_r < 1{,}72$.

Enfin la formule de *Rothert* est :

$$e_r = \frac{m_s \,.\, l' \,.\, Kw}{2 \,.\, p \,.\, N \,.} \,.\, 7{,}5 \,.\, 10^{-3} \,.$$

En remplaçant Kw par ei, et e par

$$e = m \frac{2pn}{60} N \, 10^{-8}$$

il vient $e_r = 1/8 \,.\, m_s \,.\, l' \,.\, m \,.\, i \,.\, n \,.\, 10^{-8} < 1{,}9$, ce qui, en ramenant à la constante 0,133, donne $e_r < 2$ volts, résultat entièrement concordant avec la limite indiquée au début par l'auteur.

En rassemblant tous les résulats des différents auteurs, on voit que les valeurs extrêmes sont comprises entre 1,2 (Fisher-Hinnen et Pichelmayer) et 2,4 (Arnold et Frith). On voit qu'en aucun cas une tension de réactance supérieure à 2,4 volts ne peut être admise. La plupart du temps, il faut se tenir bien au-dessous de ce chiffre, car l'auteur a trouvé expérimentalement qu'une tension de réactance de 2 volts était trop élevée quand la machine doit pouvoir supporter, sans aucun décalage des balais, une surcharge supérieure à 20 pour 100.

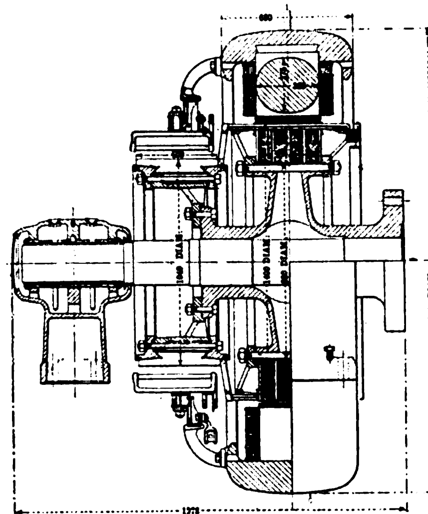


Fig. 1.

L'auteur applique la méthode à l'une des génératrices à courant continu construites pour la Perth Corporation, dont les dimensions principales sont indiquées (en centimètres) par la figure 1 : la machine a dix pôles : l'intensité de courant normale est de 910 ampères : l'induit porte 144 encoches à 8 conducteurs et le collecteur a 575 lames. Le nombre total de conducteurs est de $8 \times 144 = 1\,150$; l'induit étant bobiné en dix circuits parallèles, le nombre actif de conducteurs est $m = 115$. La longueur totale de l'induit l avec l'isolant, mais sans les canaux de ventilation, est de $27^{cm},5$: la longueur moyenne d'un conducteur est de 95 centimètres ; la longueur libre est $67^{cm},5$ d'où l'on déduit $l' = l + 0{,}1\, l_f = 27{,}5 + 6{,}8 = 34^{cm},3$. Le nombre de conducteurs par lame est 2. La vitesse est de 300 tours par minute. La formule donne donc :

$$e_r = 0{,}133 \,.\, m_s \,.\, l' \,.\, m \,.\, i \,.\, n \,.\, 10^{-8}$$

$$e_r = 0{,}133 \times 2 \times 34{,}3 \times 115 \times 920 \times 300 \times 10^{-8}$$

$$e_r = 2{,}9 \text{ volts}.$$

Dans cette machine, la valeur de e_r est donc presque 2,5 fois plus élevée que la limite de Fisher-Hinnen, de 40 pour 100 plus élevée que la limite de l'auteur, et de 70 pour 100 plus élevée que la plus grande valeur considérée comme admissible par l'un des auteurs cités. Si l'on considère que le coefficient de puissance, ou rapport du produit d^2l aux watts par tour

$$G = \frac{ld^2}{\text{watts par tour}} = 32,4$$

est petit et que le nombre d'ampères conducteurs par centimètre de périphérie est peu élevé, AC = 240, on peut trouver dans ces deux valeurs l'explication des bons résultats obtenus avec cette machine.

Réaction d'induit. — On sait que, à côté de la tension de réactance, le rapport des ampère-tours de l'induit par paire de pôles AT_2 aux ampère-tours pour l'entrefer, les dents et le noyau est d'une importance considérable. Pour déterminer

Fig. 2.

ce rapport, il faut calculer les différentes sections de la machine d'après les figures 1 et 2. Étant donnée la valeur moyenne de 6mm,5 pour l'entrefer, il faut, pour obtenir une différence de potentiel de 550 volts aux bornes à pleine charge avec 11 volts de chute de tension dans l'induit et dans les balais, un flux de $9,75 . 10^6$ et une induction apparente de 23.500 dans la denture. Les ampère-tours totaux pour l'entrefer, le noyau et les dents par paire de pôles sont $AT_f = 12.100$. Cela fait un total de 16 500 ampère-tours pour tout le circuit magnétique, dont 4 400 pour la culasse, les pôles, les masses polaires et les joints. D'autre part, avec 115 conducteurs actifs, les ampère-tours de l'induit sont

$$AT_2 = \frac{115 . 920}{10} = 10 . 600,$$

on a donc $AT_2/AT_f = 10 . 600/12 . 100 = 0,88$ et, pour une surcharge de 20 pour 100 :

$$AT_2/AT_1 = 1,05.$$

On sait qu'en général une machine dont le rapport des ampère-tours de l'induit aux ampère-tours pour l'entrefer, la denture et le noyau excède 0,7, n'est pas considérée comme satisfaisante : la dernière limite admise pour la valeur de ce rapport est 1. Donc, à ce point de vue, la machine semble dangereuse et semble dépasser considérablement la limite orthodoxe. Il est intéressant de comparer avec ce rapport une formule indiquée par Fisher-Hinnen dans son livre. Cette formule donne une seconde limite pour une bonne commutation et peut s'écrire :

$$\delta B_a \frac{p . a}{(1-\alpha) i \, 2am} \frac{\gamma . n_c}{d_c} > 3,5 - 4,$$

B_a désignant l'induction dans l'air (10.000),
α le rapport de l'arc polaire au pas polaire (0,7),
γ l'épaisseur des balais (15 millimètres),
n_c le nombre de lames,
d_c le diamètre du collecteur,

Le pas des lames pouvant s'écrire $\gamma_i = d_c\pi/n_c$, on a $\gamma n_c/d_c = \pi\gamma/\gamma_c$, dernier terme de la formule. Dans la fraction :

$$\frac{pa}{(1-a) i . 2a . m} = \frac{1}{1-\alpha} . \frac{1}{4} . \frac{2p}{im} = \frac{1}{4} . \frac{1}{AT_2} . \frac{1}{1-\alpha},$$

on reconnaît les ampère-tours de l'induit multipliés par $(1-\alpha)$, ce qui veut dire que, seule, la partie des ampère-tours située entre les cornes polaires est prise en considération, c'est-à-dire, dans le cas présent, $0,3\,AT_2$; c'est la partie qui est directement opposée aux ampère-tours inducteurs, ou les ampère-tours de réaction propre. Enfin, dans la première partie

$$\delta B_a = \frac{1}{1,6} \cdot 2\delta B_a . 0,8,$$

on reconnaît les ampère-tours pour l'air qui, dans le cas présent, ont pour valeur 10 400. Le second criterium de Fisher-Hinnen devient alors

$$0.45 \frac{\text{amp. tours . air}}{\text{amp. tours de réaction}} \cdot \frac{\text{épaisseur des balais}}{\text{pas des lames}} > 3,5 - 4.$$

En écrivant la formule sous cette forme, on voit clairement qu'elle contient, comme principale part, l'inverse de la valeur du rapport entre les ampère-tours inducteurs et induits qui, pour que le champ soit stable, doit être le plus grand possible. Dans le cas dont il s'agit, le rapport de l'épaisseur des balais au pas des lames

est 15/5,68 = 2,65. On a alors, d'après la formule : $0,49 \times \frac{10 . 400}{3 . 200} \times 2,65 = 4,25$, valeur qui se rapproche beaucoup de la limite 3,5 — 4.

En résumé, on voit que non seulement la tension de réactance excède les valeurs généralement admises, mais encore que ce défaut n'est pas compensé par une faible réaction d'induit ; au contraire, la réaction d'induit est aussi supérieure aux limites généralement admises.

(A suivre.) R. V.

Calcul des constantes relatives à la commutation d'une dynamo. — **Press.** — *Electrical World*, 10 mars 1906.

Comme l'a montré l'auteur dans une étude précédente (1), la commutation d'une machine dépend de trois facteurs dont l'importance est capitale. Le premier de ces facteurs dépend du moment magnétique de la bobine court-circuitée ; le deuxième est la tension induite dans la bobine et le troisième est la chute de tension dans la bobine en court-circuit supportée par la pointe du balai au dernier instant.

Si l'on trace la courbe du courant dans la bobine en court-circuit pendant la période de commutation, cette courbe est une droite s'il n'y a ni self-induction, ni tension induite ; s'il y a de la self-induction, la courbe s'incurve, et sa tangente au dernier instant indique si la densité de courant au moment où le balai quitte la lame est excessive ou non. Cette condition est déterminée par IL/T, I étant le courant par circuit, L la self-induction de la bobine court-circuitée et T la durée de la commutation : l'expression IL/T sera désignée par S_c. La limite pratique est donnée par $S_c < 2$. La limite théorique est 0,5. La différence entre la valeur théorique et la valeur pratique provient de ce que, à cause de la fréquence élevée de la commutation, la self-induction actuelle est environ le quart de la valeur ordinairement calculée. En outre, les bobines coupant le flux engendré par les ampère-tours de l'induit qui ne sont pas en commutation, il se produit un extra courant dû à la tension induite. Cet extra-courant, dont la forme est indiquée par la figure 1, s'ajoute au courant commuté et l'on obtient la forme de courant de la figure 2 ; on voit sur celle-ci que, si la tension induite est suffisante, la densité de courant dans le balai peut atteindre des valeurs trop élevées, pour lesquelles le balai devient

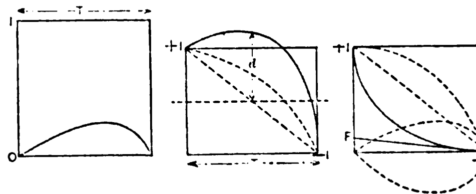


Fig. 1, 2 et 3.

incandescent. La densité de courant pour laquelle le balai devient incandescent est voisine de 16 ampères par cm². Le point où la densité de courant est la plus élevée est indiqué par l'ordonnée *d*. En désignant par R_v la tension induite, dont la valeur ne doit pas être inférieure à 10, par σ le nombre de lames du collecteur couvertes par un balai, par *t* le nombre de tours par bobine, par K le nombre de kilowatts produits ou absorbés, par *p* le nombre de pôles, par F le flux en 10^6 unités par pôle, par *l* la longueur du fer induit en centimètres, on a

$$R_v = \sigma \cdot \frac{6,12}{100} \cdot t \cdot \frac{K}{pF} \cdot \frac{l}{2,5} < 10.$$

Théoriquement, la constante 6,12 employée dans cette formule devait avoir pour valeur seulement 3,06.

En se reportant à la figure 2, on voit que, pour obtenir une bonne commutation, il faut modifier la courbe résultante de façon à la rendre, le plus possible, voisine de la ligne droite correspondant à la commutation parfaite. Pour cela, on ajuste les balais dans une position telle que l'on obtienne une tension négative R_v qui corrige la tension positive précédente. En additionnant cette tension négative, on obtient finalement la courbe de la figure 3. La tangente au dernier instant est indiquée par F.

La condition $S_c = IL/T$ contient tous les termes qui entrent dans l'équation de R_v. On peut déterminer celle-ci sans difficulté quand on a calculé un facteur particulier, le flux engendré par ampère-centimètre de la bobine, facteur que l'auteur désigne par Σ et que l'on pourrait appeler facteur de self-induction.

Soient : v le facteur de ventilation

$$= \frac{\text{longueur nette du fer induit}}{\text{longueur totale du fer induit}};$$

(1) *Éclairage électrique*, t. XLVI, 3 février 1906, p. 184.

Φ un facteur d'induction mutuelle dont l'amplitude dépend de ce que les bobines simultanément en commutation sont ou non dans les mêmes encoches. Ce facteur a pour valeur 1 pour les enroulements à corde entière et 0,5 pour les pas fractionnels, quand le pas actuel diffère d'une dent du pas entier ;

λ_a le flux par ampère-centimètre de conducteur pour les encoches ouvertes, avec induction mutuelle ; on peut poser $\lambda_a = 1,25\rho$;

ρ le rapport de la profondeur de l'encoche à sa largeur ;

l_s la longueur d'une connexion terminale simple ;

l la longueur totale de l'induit ;

λ_s le flux par centimètre-ampère pour les connexions terminales ;

$$\Sigma = v\Phi\lambda_a + \frac{l_s}{l}\lambda_s.$$

La self-induction d'une connexion terminale est donnée par la formule :

$$\lambda_s = 0,46\left[\log\left(\frac{l_s}{d_s}\right) - 0,2\right].$$

Le facteur d_s est le diamètre d'un cercle ayant la surface de la moitié de l'encoche.

Quand on a déterminé la valeur de Σ, on tire S_c de l'équation : $S_c = \frac{R_v . \Sigma}{12}$.

Cette valeur apparente de S_c doit être divisée par la chute de tension par balai pour donner la valeur S_c qui peut servir de mesure pour les qualités d'une machine au point de vue de la commutation. La valeur de ce facteur doit être inférieure à 2. Lorsque sa valeur est voisine de 2, le troisième facteur indiqué au début devient important. En désignant par W_t la résistance de la bobine commutée en ohms, et par IW_t la chute de tension, on a

$$W_t = \frac{1,575 \times 10^{-6} \times t \times (l + l_s) \times 2,5}{A},$$

A désignant la section des conducteurs en cm². Le rapport IW_t/V doit être inférieur à 0,12, V étant la chute de tension au balai.

Ces formules, d'un emploi facile, ont été vérifiées par l'auteur sur un grand nombre de machines et donnent bien une idée des qualités de la machine au point de vue de la commutation.

Il est intéressant d'ajouter que l'on peut se faire une idée à peu près exacte de la courbe du courant de commutation, d'après le caractère et la place des détériorations présentées par la surface flottante du balai. Par exemple, dans une machine où un balai couvrait trois lames de collecteur, la première partie du balai était tout à fait polie, la seconde était terne, et la troisième était nettement brûlée. Évidemment la commutation était bonne pendant la première partie de la commutation et devenait mauvaise dans les derniers instants. La courbe est représentée par la figure 4 : si l'on néglige le flux principal, le courant R_v de commutation est représenté par la figure 5, et la courbe résultante, obtenue par superposition, est donnée par la figure 6. On pourrait croire que la commutation

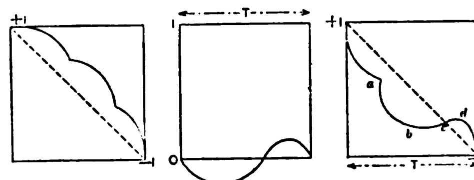


Fig. 4, 5 et 6.

de plusieurs bobines simultanément améliore les conditions en augmentant la durée de commutation : c'est un faux point de vue, car il ne tient compte que d'une partie du phénomène. Les bobines court-circuitées ne sont pas en parallèle, mais en série. Avec trois barres couvertes, on a (fig. 7) deux forces électromotrices induites en série et les conditions peuvent être représentées par le schéma de la figure 8,

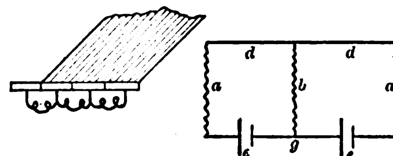


Fig. 7 et 8. — Balai couvrant 3 lames.

dans lequel *a* et *b* représentent la résistance de contact.

La ligne *dd* représente la résistance négligeable du balai. Il est évident qu'en joignant, par *b*, la ligne *dd* au point *g* intermédiaire entre les deux éléments, on réalise une connexion équipotentielle : il y a cependant certaines conditions pour lesquelles les deux éléments *e* et *e* sont en série. Dans tous les cas, la ligne *dd* de court-circuit doit être au demi-potentiel du nombre total d'éléments court-circuités.

Dans son étude précédente sur la commuta-

tion (1), l'auteur a négligé, dans la formule du courant R_v, la chute inductive de tension dans la bobine. Si l'on tient compte de celle-ci, les résultats restent les mêmes en ce qui concerne le critérium d'une bonne commutation, mais la formule de la densité du courant au dernier instant devient :

$$i''_a = I_a \left[\frac{1 + \frac{IW}{V} + \frac{R_v}{V}}{1 - \frac{L}{RT}} \right].$$

Si l'on veut étudier la formule de R_v pour un enroulement à un tour et deux lames couvertes par un balai, on voit que les seules variables qui restent sont la capacité de la machine, la longueur de l'induit et le flux total. Celui-ci est proportionnel au diamètre et à la longueur, si l'induction est supposée constante. Il en résulte que, pour un diamètre donné, il existe une capacité maxima possible pour la machine.

R. R.

Contribution à la théorie du moteur d'induction monophasé (*Fin*) (2). — **Fynn.** — *Electrical Review*, 9 et 16 mars 1906.

Après avoir énuméré un certain nombre des différentes méthodes que l'on peut employer, individuellement ou en combinaison suivant les cas, l'auteur étudie quelques-unes des méthodes servant à modifier les facteurs les plus importants dont dépend l'amplitude des forces électromotrices f. t. et f. c. é. La figure 3 représente un moteur alimenté par deux tensions décalées de 90°. L'une, E^1, produit f. t., force électromotrice de travail, et le courant dans le rotor R par induction de S suivant l'axe CC. L'autre E^2 produit le flux dans l'axe DD. Cette tension est pratiquement en phase avec le f. é. m. induite par la rotation aux balais DD, de sorte que cette machine ressemble absolument à celle de la figure 1 et fonctionne de la même manière : toutefois, le flux moteur n'est pas produit par rotation des conducteurs du rotor dans le flux de transformateur ; les conditions sont donc beaucoup plus simples et permettent aisément d'étudier l'effet de quelques-unes des méthodes indiquées pour obtenir les variations de vitesse.

Le convertisseur de phase P a été séparé du moteur lui-même, mais le flux de transformateur continue à exister dans ce dernier. Ce convertisseur de phase P est employé lorsqu'il s'agit de

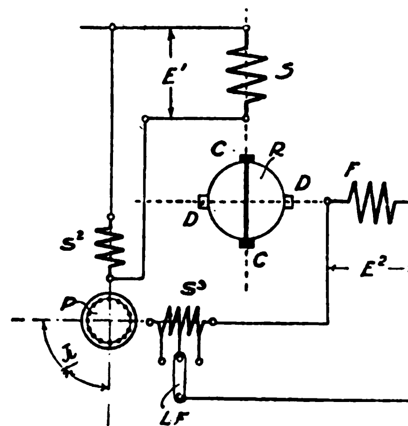


Fig. 3.

prendre la tension E^2 sur un réseau monophasé. Dans ce cas particulier, un moteur d'induction ordinaire à cage d'écureuil peut servir de convertisseur de phase : il porte deux enroulements S^2 et S^3 placés sur le stator et décalés l'un sur

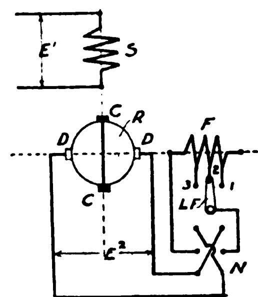


Fig. 4.

l'autre de $180/n$ degrés. On peut varier la vitesse en modifiant E^2 : celle-ci augmente quand E^2 décroît, car le flux moteur est affaibli et il faut une plus grande vitesse pour que la force contre-electromotrice atteigne une valeur suffisante. Si E^1 varie, la valeur augmente avec E^1 quand E^2 reste constant. Le flux restant constant, la vitesse doit augmenter avec E^1 puisque f. t. augmente aussi et qu'une vitesse plus grande est nécessaire pour rendre f. c. é. égale à f. t. La saturation limite, comme dans les moteurs à courant continu, les variations de vitesse possibles. On peut encore modifier la vitesse en in-

(1) Voir *Eclairage électrique*, t. XLVI, 3 février 1906, p. 184.

(2) Voir *Éclairage électrique*, t. XLVII, 14 et 21 avril 1906, pages 60 et 108.

troduisant dans le circuit du rotor suivant l'axe CC une f. é. m. de même phase que E^1. Si cette f. é. m. a la même direction que celle induite par l'action de S, la vitesse augmente : si elle a la direction inverse, la vitesse diminue. La vitesse peut ainsi être modifiée entre de très grandes limites.

La f. é. m. engendrée suivant DD par la rotation est pratiquement en phase avec E^2 : on peut donc employer la disposition que représente la figure 4, relative au moteur monophasé. Il ne faut pas oublier que, dans tous les cas où le flux moteur est partiellement ou totalement dû à la rotation dans le flux de transformateur, tout réglage de la vitesse produit un effet cumulatif, car toute modification de vitesse entraîne une modification du flux moteur.

Les moteurs de ce type peuvent être « compoundés », mais non dans le même sens que les moteurs à courant continu. La figure 5 représente la disposition employée. Le flux engendré

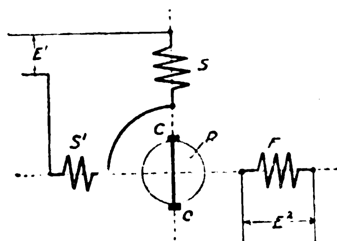


Fig. 5.

par F est dû à la composante magnétisante du courant que E^2 fait passer dans F. Ce courant est décalé de 90° en arrière de E^2 et est en phase avec E^1, et, si le facteur de puissance du moteur est égal à l'unité, il est en phase avec le courant passant en S et S^1. Ce dernier enroulement produit alors un flux en phase avec celui de F et assure le compoundage.

Une autre méthode pour modifier l'intensité du flux moteur afin de faire varier la vitesse est indiquée par la figure 6 : elle consiste à introduire dans le circuit du rotor suivant l'axe du flux moteur une f. é. m. ayant pratiquement la même phase que celle engendrée dans cet axe par la rotation dans le flux de transformateur. Cette f. é. m., désignée par E^2, doit être en quadrature avec E^1 et peut être fournie par n'importe quelle source, ou par le moteur lui-même. Dans le cas représenté par la figure 6, on la suppose fournie par un transformateur T. Si elle a la même direction que f. t., la vitesse de rotation diminue. La figure 7 donne l'exemple d'une méthode

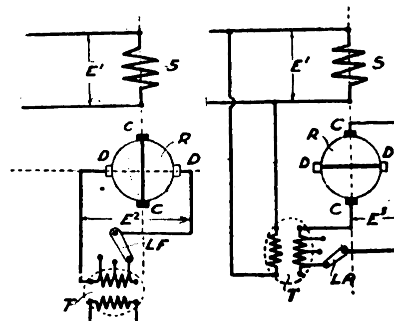


Fig. 6. Fig. 7.

permettant de faire varier soit la force électromotrice de travail f. t., soit la force contre-électromotrice sans modification du flux de transformateur ou du flux moteur. Une f. é. m. auxiliaire E^3 est introduite dans ce but dans l'axe CC du rotor. Cette f. é. m. doit être de même phase que celle induite suivant cet axe par l'action de transformateur, c'est-à-dire en phase avec E^1. Elle est fournie par le transformateur T relié au réseau monophasé ou à une autre source. La différence de potentiel aux bornes du stator est supposée constante : si la f. é. m. auxiliaire E^3 a une direction telle que la résultante f. t. devienne plus grande qu'auparavant, la vitesse augmente ; dans le cas contraire, elle diminue. Quand la vitesse doit pouvoir varier entre de grandes limites, on peut modifier le flux moteur. L'introduction d'une self-induction dans l'induit étant nuisible, on peut prendre la différence de potentiel auxiliaire E^3 aux bornes d'une résistance ohmique sur laquelle agit une f. é. m. de phase convenable. Au lieu d'une résistance non inductive, on peut employer avantageusement une capacité.

Une autre méthode pour modifier l'amplitude de la force contre-électromotrice f. c. é. sans modifier le flux du transformateur ou le flux moteur est la suivante : deux stators A et B sont placés côte à côte, et contiennent un double rotor R^1R^2. L'un des stators porte un enroulement S. Les rotors portent deux enroulements. L'un (enroulement induit) embrasse un seul rotor R^1 et est court-circuité au collecteur dans l'axe de S ; l'autre (enroulement excitateur) embrasse les deux rotors et est court-circuité au collecteur perpendiculairement à l'axe de S. Le flux moteur est produit dans les deux rotors et

les deux stators, puisque l'enroulement excitateur les embrasse tous deux. A une vitesse voisine du synchronisme, le flux de transformateur et le flux moteur sont égaux. L'enroulement qui produit la force contre-électromotrice embrasse seulement un rotor et, par conséquent, une partie du flux moteur ; plus est faible cette partie, et plus la vitesse de rotation doit être grande pour que la force contre-électromotrice soit suffisante. On peut donc modifier la vitesse en modifiant la réluctance magnétique du circuit suivi par le flux moteur.

Comme dernier exemple, l'auteur décrit un type de moteur dans lequel la f. é. m. de travail est amenée à l'induit par conduction, tandis que le flux moteur est engendré dans la machine elle-même par la rotation dans un flux qui correspond au flux de transformateur des moteurs précédents : la figure 8 représente ce moteur : la f. é. m. f. t.

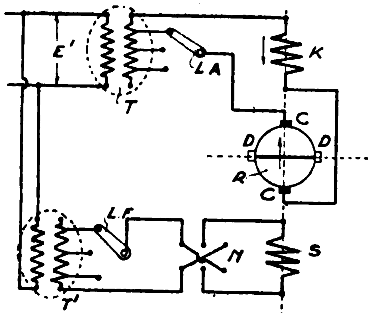


Fig. 8.

agissant sur l'induit peut être modifiée, par exemple, au moyen d'un régulateur LA. Le flux produit par les ampère-tours de l'induit est égal et opposé au flux produit par l'enroulement K placé sur le stator : de cette façon, la self-induction de l'induit est neutralisée. Un autre enroulement S, placé sur le même axe que K et relié au réseau, produit un flux décalé de 90° sur E^1. Par rotation dans ce flux, une f. é. m. en phase avec lui est produite suivant DD et engendre dans cet axe un flux décalé de 90° sur elle, c'est-à-dire en phase avec E^1. Le circuit de l'induit ne présentant pas de self-induction, le courant dans ce circuit est pratiquement en phase avec la f. é. m., et un couple est exercé entre le courant de l'induit et le flux moteur. La force contre-électromotrice dépend du flux moteur et indirectement du flux dû à S, c'est-à-dire évidemment de la vitesse. Le flux dû à S peut être réglé par un régulateur LF. Le sens de rotation peut être inversé par inversion du courant dans l'induit, ou par inversion du flux moteur. Le flux produit par S peut être affaibli ou augmenté quand la charge augmente de façon à ce que les ampère-tours soient plus grands ou plus petits que les ampère-tours de l'enroulement K. De cette façon, on peut obtenir toutes les vitesses. On peut modifier de différentes façons ce dispositif : on arrive ainsi, entre autres, au dispositif de Latour.

Le moteur dont il vient d'être question ne peut pas démarrer seul. Il existe un grand nombre de procédés de démarrage. On peut employer un enroulement auxiliaire de démarrage placé sur l'axe DD et relié, au démarrage, en série avec la partie de l'induit non court-circuitée, l'enroulement K étant ouvert et S déconnecté. Le moteur démarre comme un moteur série d'induction, la partie court-circuitée du rotor agissant comme enroulement induit et l'autre partie agissant comme enroulement inducteur. Après le démarrage, on rétablit les connexions primitives.

R. R.

Emploi de la machine unipolaire comme moteur à courant monophasé. — **Huppert.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 4 mars 1906.

On sait que la General Electric C° a réussi à établir une machine unipolaire pratiquement utilisable. L'auteur a pensé à utiliser ce type de machines comme moteurs à courants alternatifs et, particulièrement, à courant monophasé. Il étudie rapidement les différentes dispositions que l'on peut adopter.

En premier lieu, il examine l'effet de la réaction des courants du rotor sur le stator. Le conducteur A (fig. 1), les bagues B et C et la jonction fixe D avec les balais E et F constituent un tour parcouru par du courant. Les lignes de force, pénétrant dans la surface ETGH du tour, ne peuvent pas se développer de la façon indiquée par la figure 2 perpendiculairement au flux principal et ne peuvent, par suite, pas former de champ transversal, car, pour le fonctionnement sur courant alternatif, il faut supposer que le stator et le rotor sont composés de tôles disposées axialement.

Ces lignes de force peuvent seulement exister dans la direction du flux principal, de sorte que les tours du rotor n'agissent que comme tours

antagonistes. Dans la bague (fig. 3), le courant se partage en deux courants partiels dont les intensités sont entre elles comme α et $(2\pi - \alpha)$.

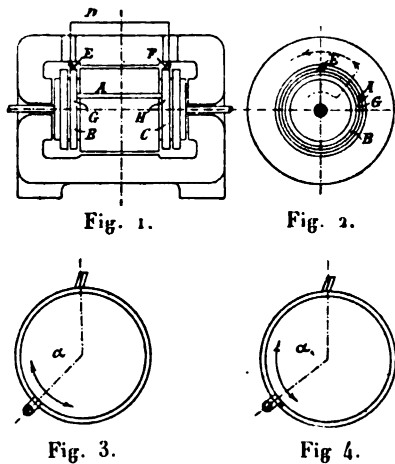


Fig. 1. Fig. 2.

Fig. 3. Fig 4.

Un courant avec la ligne de jonction correspondante représente donc deux tours dont les sections sont entre elles comme $(2\pi - \alpha)$ et α. Le sens du courant est opposé dans ces deux tours : ceux-ci engendrent donc deux flux antagonistes de même intensité, mais opposés ; il ne se produit alors qu'une déformation, mais non pas une modification d'intensité du flux du stator. Cette déformation peut être évitée si l'on emploie la méthode de Nœgerath. Mais si le rotor doit réagir inductivement sur le stator, il doit exister des forces magnétomotrices produisant une modification d'intensité. En interrompant la bague en un point (fig. 4), on oblige le courant à passer seulement dans un sens, c'est-à-dire qu'un seul tour agit, dont le sens de rotation reste toujours le même. La surface du tour varie entre o et 2π, tombe ensuite rapidement à zéro, puis croît de nouveau jusqu'à 2π. Pour un nombre suffisant de conducteurs, on peut considérer la surface totale d'enroulement comme constante.

Il existe des flux de dispersion dans le stator et dans le rotor, mais dans ce dernier seulement au cas où ses tours antagonistes ne sont pas compensés. On peut résumer ce qui précède en disant qu'il n'existe pas de flux transversaux dans la machine unipolaire et que, suivant le mode de construction, les flux antagonistes exercent toute leur action ou bien n'interviennent pas.

Comme moteur, on peut construire la machine unipolaire tout comme la machine bipolaire, soit avec liaison directe du rotor avec la source d'énergie électrique, soit avec transmission d'énergie électrique par induction du stator au rotor ; le moteur série unipolaire, le type le plus important du premier groupe, présente les mêmes propriétés que le moteur série bipolaire. Au démarrage (diagramme figure 5, valable pour le

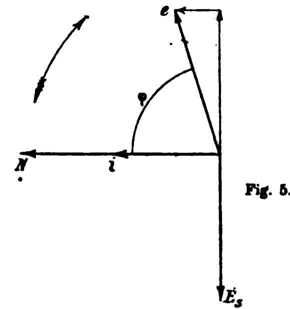


Fig. 5.

cas du rotor compensé), le courant et le flux sont en phase. La différence de potentiel aux bornes e équilibre la f. é. m. E_S produite dans les tours du stator par induction statique et la chute ohmique de tension $i\,(w_S + w_R)$. Pendant la rotation, il existe encore une f. é. m. E_R produite par le déplacement des conducteurs du rotor dans le flux : cette f. é. m. est en phase avec le flux N. Dans le moteur non compensé, la différence de potentiel aux bornes, ou la force contre-électromotrice, se répartit sur le stator et sur le rotor. Il faut tenir compte, dans les deux cas, de la dispersion par un accroissement du flux N.

Pour que l'on puisse employer la machine unipolaire comme moteur d'induction, il faut évidemment qu'il existe une action d'induction entre le stator et le rotor. Ce dernier ne doit pas

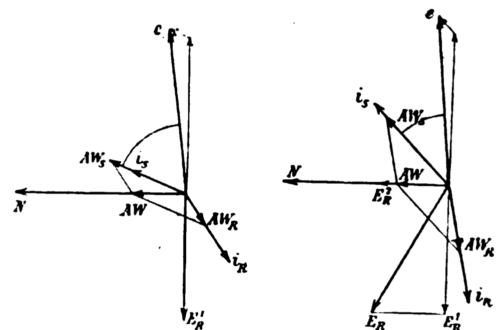


Fig. 6. Fig. 7.

être compensé ; en outre, on ne peut pas employer un induit en court-circuit, sans quoi les cou-

rants circuleraient en sens opposé dans l'une et dans l'autre partie des conducteurs, et le couple serait nul. Le rotor doit donc être muni de bagues, qu'il faut subdiviser. La f. é. m. E_R^1 induite dans les enroulements du rotor produit un courant i_R (fig. 6) décalé par suite de la dispersion. L'angle entre le courant et le flux diffère, par suite, de 90°, et il se produit un couple de démarrage. Quand le moteur est en mouvement, il existe dans les conducteurs une seconde f. é m. E_R^2 en phase avec le flux. Celle-ci se compose avec E_R^1 pour donner E_R, qui produit le courant i_R.

Les propriétés caractérisques du moteur à répulsion pourraient également être retrouvées avec la machine unipolaire. Par ce moteur, on peut, par décalage des balais, produire un flux transversal qui engendre un couple. Pour réaliser les mêmes conditions dans la machine unipolaire, on peut placer sur le rotor, en plus des conducteurs, d'autres enroulements dans lesquels la f. é. m. induite statiquement produit le courant actif. Pour régler le décalage, on peut introduire des bobines de self-induction dans les conducteurs fixes de jonction. Ce type de machine n'offrirait pas d'avantages sur le moteur d'induction. B. L.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Appareils de télégraphie sans fil système Murgas. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 5 avril 1906.

Les principes du système Murgas ont déjà été indiqués [1]. La particularité essentielle du système consiste en ce que les lettres de l'al phabet Morse sont figurées par des tons de différentes hauteurs au lieu d'être figurées par des traits et des points. Pour produire ces différents tons dans le téléphone de l'appareil récepteur, on emploie au transmetteur un dispositif permettant de modifier d'une façon déterminée la fréquence de l'étincelle. Primitivement, ce ré-

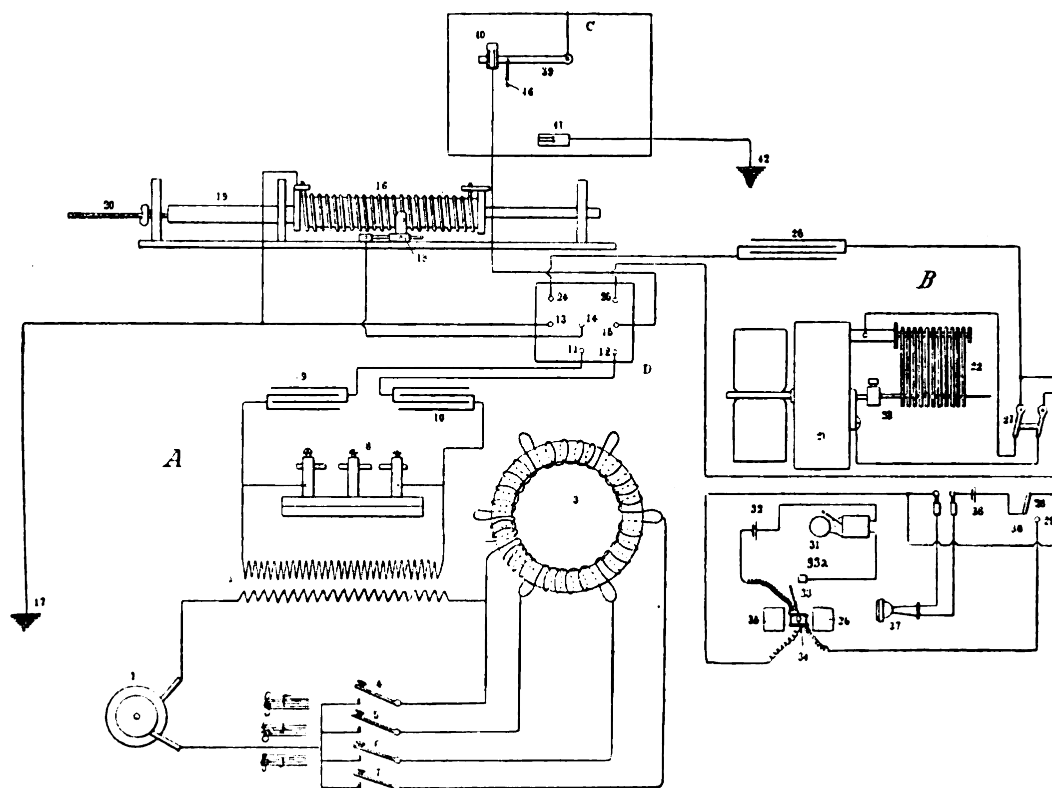


Fig. 1. — Appareil Murgas pour la télégraphie sans fil.

(1) Voir *Éclairage Électrique*, t. XLIV, 26 août 1905, page 317.

sultat était obtenu par l'emploi d'un grand nombre d'interrupteurs intercalés dans le circuit suivant les besoins, mais on s'est heurté à des difficultés provenant de la formation d'arcs aux contacts des interrupteurs ou d'autres causes. Actuellement, l'inventeur emploie le dispositif représenté par la figure 1 dans laquelle A représente le circuit transmetteur et B le circuit récepteur, C l'antenne, D le commutateur pour le passage d'un montage à l'autre. La source de courant alternatif 1 forme, avec l'enroulement primaire du convertisseur 2 et de la bobine d'inductance 3, un circuit qui est fermé par l'abaissement de l'une des clés 4, 5, 6 ou 7. Suivant que l'on agit sur l'une ou l'autre de celles-ci, le courant parcourt une portion plus ou moins grande de la bobine d'inductance : quand on abaisse la clé 4, cette bobine est entièrement hors circuit. On règle l'étincelle de telle façon que sa fréquence corresponde, quand on appuie sur la clé 4, à la fréquence du générateur à courant alternatif et qu'un ton déterminé soit obtenu. Ce ton doit varier avec la fréquence de l'étincelle quand, en abaissant l'une des clés 5, 6 et 7, on intercale dans le circuit une inductance de valeur variable. Les proportions choisies entre les différentes portions de la bobine d'inductance sont telles que chaque ton soit à un octave du précédent. Si donc on emploie, pour télégraphier, une des clés pour représenter les points et une autre clé pour représenter les traits de l'alphabet Morse, ces signes sont perçus à la station réceptrice par la différence de hauteur du son émis par le téléphone. La self-induction 8 est modifiée au moyen d'un contact glissant 18 ; on achève l'accord en augmentant ou diminuant le pas de l'enroulement, au moyen de la tige 19 qui s'appuie sur l'extrémité de la bobine.

Dans le circuit récepteur B sont disposés : un moteur 21 qui fait tourner l'arbre 23 du détecteur d'ondes 22, un téléphone 37, un aimant permanent 35/36 et une sonnerie 31. Le commutateur 27 sert à mettre hors circuit le récepteur au moment de la transmission, et à établir le contact de réception sur la sonnerie ou bien sur le circuit du téléphone. Le détecteur d'ondes consiste en disques de charbon percés dans lesquels passe un arbre en acier poli et qui repose sur des pièces de platine. L'arbre en acier est relié à l'antenne. Les contacts imparfaits sont donc placés en parallèle entre l'antenne et la terre : par rapport au téléphone récepteur, ils sont, au contraire, en série.

R. V.

***Sur les antennes formées par un jet liquide.* — Hahnemann.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 15 mars 1906.

Un brevet a été pris par Fessenden pour l'emploi d'un jet d'eau comme antenne de télégraphie sans fil (¹). D'après la description donnée, ce jet liquide doit avoir 50 mètres de hauteur et 5 centimètres de diamètre. L'inventeur indique très justement que l'effet de conductibilité superficielle doit être très faible, même pour des fréquences supérieures à 10^6 par seconde, quand on emploie des conducteurs aussi médiocres, tels que l'eau salée. Mais sa conclusion que, par suite, la résistance de la colonne liquide n'est pas sensiblement plus élevée que celle des antennes métalliques ordinairement employées, est fausse, comme on le voit facilement.

En supposant que le liquide employé contienne 5 pour 100 de sel de cuisine (l'eau de mer n'en contient que 3 pour 100), la résistance d'un centimètre cube de cette solution est de 15 ohms. On a donc : $w = \frac{5000}{19,6} \cdot 15 = 3800$ ohms environ.

On voit immédiatement, d'après la valeur de cette résistance, qu'une oscillation propre périodique n'est plus possible. En effet, la condition pour une décharge périodique d'un condensateur est la suivante : $\frac{w^2}{4} > \frac{p}{C}$, expression dans laquelle w désigne la résistance, p la self induction et C la capacité du circuit de décharge.

Si l'on suppose d'abord que l'on a une oscillation périodique et des ondes stationnaires, et qu'en outre l'antenne bien reliée à la terre oscille suivant sa période propre, les formules qui suivent donnent une mesure approximative des grandeurs p et C de l'antenne :

$$p = 2 \log \text{nat} \frac{2l}{r} l \text{ c. g. s.};$$

$$C = \frac{l}{2 \log \text{nat} \frac{2l}{r}} \text{ cm.};$$

(¹) Voir *Éclairage Électrique*, t. XLIV, 26 août 1905, p. 315.

en désignant par l la longueur de l'antenne en centimètres et par r le rayon de l'antenne en centimètres. Pour $l = 5000$ et $r = 2,5$ cm., on a :

$$p = 83{,}500 \text{ c. g. s.}; \; C = 300 \text{ cm.} = 300 \frac{1}{9} 10^{-20} \text{ c. g. s.}$$

Pour la résistance du circuit oscillant, il ne faut pas prendre la résistance de toute la colonne liquide, mais l'hypothèse d'une répartition sinusoïdale du courant dans l'antenne conduit à prendre une résistance w_r égale à la moitié de la résistance totale de la colonne liquide, c'est-à-dire à 1 900 ohms.

Pour un circuit de self-induction $p = 83\,500$ c. g. s., et de capacité $C = 300 \cdot \frac{1}{9} \cdot 10^{-20}$ c. g. s., la condition d'une décharge apériodique serait :

$$\omega > \sqrt{\frac{4p}{C}} = 1\,000 \text{ ohms.}$$

Même si l'emploi de cette formule n'est pas tout à fait exact dans le cas dont il s'agit, on voit cependant qu'une oscillation propre de l'antenne liquide de résistance résultante $w_r = 1\,000$ ohms ne semble pas possible.

On pourrait, au moyen d'un circuit oscillant auxiliaire ou d'une machine à haute fréquence, amener l'antenne en oscillations forcées. Mais un rapide examen montre qu'un tel emploi d'un mauvais conducteur ne semble pas possible en pratique. L'énergie oscillant dans l'antenne est dissipée en partie par des pertes ohmiques, et en partie par des pertes de radiation ; l'énergie de radiation étant seule utilisée pour la télégraphie sans fil, on peut exprimer le rendement de l'antenne par la formule :

$$\eta = \frac{\text{énergie de radiation}}{\text{énergie totale}} = \frac{w_s}{w_r + w_s},$$

en appelant w_s une résistance fictive de radiation et w_r la résistance à haute fréquence de l'antenne.

D'après les lois développées par Abraham, on trouve pour l'antenne liquide en question une résistance de radiation w_s de l'ordre de grandeur de 50 à 100 ohms, c'est-à-dire que le rendement η de l'antenne est inférieur à 50 pour 100 : les antennes employées actuellement ont, au minimum, un rendement de 50 pour 100.

Si l'antenne était employée non pas avec son oscillation propre, mais si sa fréquence d'oscillation était diminuée par un moyen quelconque, par une bobine de self-induction en série par exemple, on pourrait évidemment rendre possible une oscillation périodique pour une résistance donnée, mais en même temps l'amortissement de radiation serait considérablement diminué, et le rendement de l'antenne ne serait pas amélioré.

On voit, d'après ce qui précède, qu'un jet d'eau, même possédant les dimensions indiquées, ne peut pas recevoir d'emploi réel dans la pratique de la télégraphie sans fil.

R. V.

Sur la résistance d'émission d'une antenne. — **Tissot.** — *Académie des Sciences*, 19 mars 1906.

Quand on se sert d'un indicateur thermique, comme le bolomètre, pour déceler l'effet des ondes électriques dans une antenne réceptrice, l'expérience montre qu'il existe une valeur particulièrement favorable de la résistance du détecteur. On trouve que l'énergie absorbée par la résistance (totale) intercalée dans l'antenne passe par un maximum pour une certaine valeur de cette résistance. D'autre part, la représentation graphique du courant i en fonction de la résistance totale ρ donne une courbe d'allure hyperbolique. L'auteur montre par un calcul que l'énergie absorbée par un détecteur intercalé dans l'antenne atteint un maximum quand la résistance de ce détecteur est égale à la résistance d'amortissement du système, c'est-à-dire quand le courant est réduit de moitié.

ÉLECTROCHIMIE

Relation entre le frottement intérieur et la vitesse des ions ou la vitesse de diffusion. — **Walden.** — *Zeitschrift für Electrochemie*, février 1906.

L'auteur a trouvé que l'égalité approximative de vitesse de migration observée pour les ions des trois halogènes Cl, Br, et I dans les solutions aqueuses, existe aussi dans les dissolvants non aqueux : comme dans l'eau, les différences importantes existant dans les poids atomiques et la nature spécifique de ces trois halogènes sont paralysées dans les dissolvants organiques. L'auteur a montré que la vitesse de migration d'un même ion, ou la valeur limite de la conductibilité électrique Λ_∞ d'un sel donné peut varier entre des limites très étendues suivant la nature

du dissolvant. Enfin, il est parvenu à trouver une relation simple entre ces valeurs limites et le frottement intérieur des dissolvants étudiés, relation exprimée sous la forme suivante :

$$\Lambda^t_\infty . \eta^t_\infty = \text{constante} = 0{,}700,$$

Λ_∞ désignant la valeur limite de la conductibilité, et η_∞ le frottement intérieur : pour un sel donné, la constante est indépendante de la température t et du dissolvant. Ces faits conduisent à l'hypothèse que, d'une façon toute générale, les ions (ou les sels) s'associent avec les ionisants, chaque ion étant associé avec un nombre très considérable de molécules du dissolvant, puisque, pour différents ions dans un même dissolvant, le frottement des ions est pratiquement le même, de même que, pour un même ion dans différents dissolvants, le frottement intérieur des ions est directement déterminé par le frottement intérieur des particules liquides.

Les conditions sont semblables pour la diffusion des molécules non dissociées dans les différents dissolvants. D'après Euler, la mobilité des molécules en diffusion suit la loi de Bunsen, d'après laquelle la vitesse de diffusion est inversement proportionnelle à la racine carrée du poids moléculaire. Dans un dissolvant donné, le produit $D\sqrt{M}$ représente une valeur constante pour les halogènes, la valeur absolue du produit dépendant du dissolvant (D, constante de diffusion ; M, poids moléculaire).

Le même résultat se retrouve pour les vitesses ioniques. Un seul et même ion possède, suivant la nature du dissolvant, une vitesse de migration particulière, mais le produit de celle-ci par le frottement intérieur du milieu pur a la même valeur en pratique pour tous les dissolvants. La même règle s'applique aussi à la vitesse de diffusion, comme l'indique le tableau suivant :

		H_2O	C_6H_6	C_2S	MOYENNE
Frottement intérieur η		0,0129 (12°)	0,00737 (12°)	0,00378 (16°)	»
Brome Br_2, $t = 12°$ ou 16°	D	0,8	1,75	3,11	»
	$D\eta$	0,0103	0,0128	0,0118	**0,0116**
	$D\eta\sqrt{M}$	0,130	0,161	0,149	**0,147**
Iode I_2, $t = 12°$ ou 60°	D	»	1,141	2,55	»
	$D\eta$	»	0,0104	0,00964	**0,0100**
	$D\eta\sqrt{M}$	»	0,166	0,154	**0,160**
Chlore Cl_2, $t = 12°$	D	1,22	»	»	»
	$D\eta$	0,0157	»	»	**0,0157**
	$D\eta\sqrt{M}$	0,132	»	»	**0,132**

Les chiffres de ce tableau montrent que :

1° Pour un halogène donné, le produit « constante de diffusion × frottement intérieur » est indépendant de la nature du dissolvant, c'est-à-dire que $D\eta = \text{const}^{\text{te}}$: ce produit a pour chaque halogène une valeur caractéristique qui diminue de Cl_2 vers Br_2 vers I_2 ;

2° Le produit $D\eta\sqrt{M}$ est le même pour tous les halogènes et tous les dissolvants, c'est-à-dire :

$$D\eta\sqrt{M} = \text{const}^{\text{te}} = \frac{0{,}147 + 0{,}160 + 0{,}132}{3} = 0{,}146,$$

quoique la valeur de $D\sqrt{M}$ double entre 10,1 et 4,08 ;

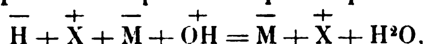
3° Ce produit est aussi indépendant de la température, car les mesures ont été faites à 16° dans le sulfure de carbone, et à 12° dans la benzine et dans l'eau.

E. B.

***Sur les conductibilités moléculaires.* — Blackman. —** *The Electrician*, 16 mars 1906.

L'auteur a étudié les conductibilités moléculaires des différents sels ou bases. La formation

d'un sel MX par un acide HX et une base MOH peut être représentée par l'équation



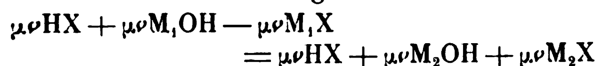
$$\overset{-}{H} + \overset{+}{X} + \overset{-}{M} + \overset{+}{OH} = \overset{-}{M} + \overset{+}{X} + H^2O,$$

les signes + et — représentant les anions et les cations. Les états électriques initial et final diffèrent en ce que $\overset{-}{H}$ et $\overset{+}{OH}$ se transforment en H^2O : on doit donc s'attendre, dans la formation du sel, à la disparition de la conductibilité électrique correspondant à l'équation ci-dessus. L'auteur calcule, d'après les tables de Landolt et de Börnstein, la perte de conductibilité moléculaire produite dans la formation de différents sels du même acide à la même température et à la même concentration moléculaire. Pour une concentration moléculaire unité, la perte de conductibilité moléculaire représentée par $\mu\nu HCl + \mu\nu KOH - \mu\nu KCl$ a pour valeur 358, tandis que celle représentée par



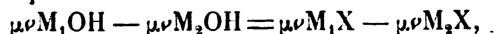
$$\mu\nu HCl + \mu\nu NaOH - \mu\nu NaCl$$

est la même. Pour le chlorure de lithium, on trouve 344. D'une façon générale, on a :



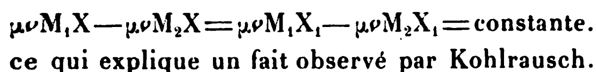
$$\mu\nu HX + \mu\nu M_1OH - \mu\nu M_1X = \mu\nu HX + \mu\nu M_2OH + \mu\nu M_2X$$

L'équation dérivée :



$$\mu\nu M_1OH - \mu\nu M_2OH = \mu\nu M_1X - \mu\nu M_2X,$$

permet de calculer les conductibilités moléculaires des bases ou sels insolubles ou instables. Finalement on a :



$$\mu\nu M_1X - \mu\nu M_2X = \mu\nu M_1X_1 - \mu\nu M_2X_1 = \text{constante}.$$

ce qui explique un fait observé par Kohlrausch.

R. R.

Électrolyse à courant alternatif. — **Danneel.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 1er mars 1906.

L'électrolyse à courant alternatif n'a jusqu'à présent fait l'objet que d'études théoriques et n'a été employée pratiquement que pour la préparation d'un très petit nombre de sels. On peut l'employer pour la préparation du platinocyanure de baryum, utilisé dans les écrans phosphorescents à rayons Röntgen. Une méthode, due à Brochet, permet de préparer ce corps en électrolysant avec du courant alternatif des solutions de cyanure de baryum entre des électrodes de platine : avec 1,5 kilowatt-heure, on obtient 100 grammes de $PtBa(CN)^4$ pour environ 45 grammes de platine. D'autre part, la polarisation de l'aluminium par l'électrolyse à courant alternatif présente la propriété particulière de permettre la réalisation de soupapes électrolytiques dont l'emploi est assez étendu. On voit donc que l'électrolyse à courant alternatif présente un certain intérêt pratique qui justifie les nombreuses études théoriques faites sur ce sujet.

Parmi ces études théoriques, on peut distinguer deux groupes. Le premier groupe est relatif à l'étude des propriétés, et particulièrement de la polarisation que présentent les électrodes inattaquables, par exemple les électrodes en platine, sous le passage du courant alternatif. Le second groupe, qui mérite qu'on s'y arrête, est relatif à l'étude de la dissolution ou des propriétés de métaux qui sont dissous anodiquement par du courant continu. Pour les métaux qui sont aussi bien dissous anodiquement que précipités cathodiquement, l'électrolyse à courant alternatif produit, dans une phase, une dissolution, et, dans l'autre phase, un dépôt qui sont équivalents : le poids des électrodes reste donc invariable. Pour les métaux qui se dissolvent anodiquement, mais ne se précipitent pas cathodiquement, par exemple pour le zinc dans le sulfate de zinc, il se produit une dissolution lors de l'électrolyse à courant alternatif. Dans les deux cas, la fréquence du courant alternatif n'intervient pas, mais seulement pour les densités de courant pas trop élevées.

Certains métaux peuvent exister à l'état passif, c'est-à-dire à un état pour lequel ils opposent une grande résistance à la dissolution anodique : tels sont le fer, le chrome, le nickel, le cobalt, le manganèse, etc. La passivité disparaît rapidement sous l'effet de la polarisation cathodique, de sorte que, lorsque la polarisation anodique se reproduit, le métal est d'abord actif, puis devient peu à peu passif. La phase cathodique du courant alternatif rend donc ces métaux actifs et une partie de la quantité de courant anodique produit une dissolution du métal : quelle que soit la fréquence, la quantité de métal dissous à chaque période est la même : par conséquent, plus la fréquence est élevée, et plus la dissolution est considérable.

Les phénomènes sont plus compliqués lorsque, pour les métaux nobles, l'ion métallique existant par dissolution trouve l'occasion de produire une réaction par suite de laquelle il est soustrait à l'action de la phase cathodique. Par exemple, dans une solution de cyanure de potassium, le

cuivre ne se dépose pas car il n'existe pas comme ion-cuivre, mais se trouve presque entièrement combiné dans un anion complexe : il ne se dégage à la cathode que de l'hydrogène. Si donc on électrolyse du cuivre avec un courant alternatif de faible fréquence, la composante anodique dissout du cuivre et la composante cathodique sépare de l'hydrogène. De même, quand on électrolyse du plomb dans de l'acide sulfurique, il se forme du sulfate de plomb peu soluble, et le métal échappe au dépôt cathodique. Tout cela n'est vrai que pour des courants alternatifs de faible fréquence : pour des courants de grande fréquence, la dissolution du métal est nulle. La densité de courant exerce une influence importante.

L'électrolyse du fer par un courant alternatif présente de l'importance pour les électriciens, à cause de la question de l'attaque des conduites d'eau en fer. Dans une solution de sulfate de fer, la densité de courant a peu d'influence pour une fréquence donnée. Par heure et par centimètre carré de surface d'électrode, la dissolution atteint $0^{gr},00046$, quelle que soit la concentration de la solution. Si, au lieu d'eau distillée, on emploie de l'eau ordinaire dont le calcaire a été neutralisé par un peu d'acide, la dissolution augmente et atteint $0^{gr},004$. Dans de l'acide sulfurique très étendu et pur, la dissolution ne dépasse pas $0^{gr},0008$. Le décalage du courant sur la tension est sensible, ce qui prouve l'existence d'une polarisation. Dans une solution de chlorure de sodium, on n'observe presque aucune dissolution.

E. B.

Polarisation produite par les courants alternatifs. — **Gundry.** — *The Electrician*, 16 mars 1906.

L'auteur a étudié l'action du cohéreur électrolytique dont la résistance croît sous l'influence des ondes électriques ou diminue quand l'électrolyte diminue de résistance par suite d'une augmentation de température. Les expériences consistaient à faire passer un courant alternatif de fréquence comprise entre 80 et 5 000 périodes par seconde dans un électrolyte entre deux électrodes en mercure, dont l'une était très petite et l'autre 1 000 fois plus grande, de façon à être impolarisable en comparaison de la première. Les résultats montrent qu'un courant alternatif, parfaitement symétrique, agissant sur une électrode polarisable, produit une dissymétrie de polarisation, c'est-à-dire est transformé en courant redressé. Dans le cas d'une électrode en mercure, l'intensité du courant redressé I recueilli satisfait à la relation $NI/i_0^2 = const^{te}$, en appelant N la fréquence et $i_0 \sin 2\pi Nt$ l'intensité du courant alternatif. La direction du courant correspond à une diminution de concentration au voisinage de l'électrode. La même relation est vraie quand on emploie une solution de sels complexes.

Dans le cohéreur électrolytique, on peut supposer qu'il se produit quelque réaction telle que $H_2 = 2H$ avec une vitesse finie.

R. R.

Nouveau four électrique. — **Harker.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 1er avril 1906.

L'auteur a construit un four électrique formé d'un tube en conducteurs de Nernst pour éviter la formation de carbures d'hydrogène qui se dégagent quand on emploie des électrodes ou des tubes en charbon. Le tube dont il se sert est constitué par un mélange de terre de zircone avec 10 pour 100 d'yttrium pressé à la forme voulue, puis séché. Ce tube est rendu conducteur par l'action d'une spirale de chauffage en nickel placée sur le tube avec interposition de terre de zircone, ou bien par un chauffage direct. Le plus petit tube a 62 millimètres de longueur entre les contacts. Pour une différence de potentiel de 120 volts et une intensité de 1 ampère, on atteint une températuture de 1 600°. L'amenée du courant est assurée par des fils de platine.

E. B.

MESURES

Appareil pour mesurer l'isolement d'installation à trois fils. — **E. Müllendorff.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 29 mars 1906.

L'auteur suppose que le conducteur neutre de l'installation n'est pas relié à la terre. Soit E la différence de potentiel entre les conducteurs extérieurs : on détermine la différence de potentiel e_1 entre le conducteur positif et la terre, et la différence de potentiel e_2 entre le conducteur négatif et la terre, au moyen d'un voltmètre de résistance w. La résistance totale W du réseau par rapport à la terre est alors, en ohms :

$$W = w\left(\frac{E}{e_1 + e_2} - 1\right). \qquad (1)$$

On peut éviter de faire le calcul en se servant d'un voltmètre indiquant les déviations de part et d'autre du zéro et d'une échelle de volts uniformément divisée, et en disposant au-dessous de cette graduation une graduation en ohms. En intercalant ce voltmètre entre le conducteur positif et la terre, on lit sur la première graduation une déviation e, vers la gauche par exemple : on déplace alors la seconde graduation (ohms) jusqu'à ce que la division ∞ coïncide avec la division e. Ensuite, on intercale l'appareil entre le conducteur négatif et la terre, et on lit une déviation e_2 vers la droite. L'aiguille indique alors directement sur l'échelle des ohms (graduée entre 0 et ∞) la résistance d'isolement cherchée.

Si, par exemple, la résistance w de l'appareil est 50 000 ohms, et si la seconde échelle est graguée en 50 divisions égales, à la division 0 correspond la résistance ∞ ; à la division 1 correspond une résistance de 2 450 000 ohms ; à la division 2 correspond une résistance de 1 200 000 ohms ; à la division 4 correspond une résistance de 574 000 ohms ; à la division 10 correspond une résistance de 200 000 ohms, etc. On établit l'échelle pour des chiffres ronds de la résistance, et on fait le calcul d'après la formule

$$e_1 + e_2 = \frac{wE}{w + W}, \qquad (2)$$

pour des valeurs de W comprises entre 0 et ∞. On trouve alors que 10 000 ohms correspondent à la division 41,6, 50 000 ohms à la division 25, 100 000 ohms à la division 16,7, etc.

La résistance w doit être choisie, d'après l'extension du réseau, de telle façon que l'extrémité de l'échelle des ohms soit dépassée seulement quand on descend au-dessous de la résistance minima admissible.

Si la première échelle n'est pas uniforme, c'est-à-dire si les déviations ne sont pas directement proportionnelles aux tensions, il se produit des erreurs dans la détermination de la résistance. La possibilité d'employer une échelle non uniforme dépend des erreurs maxima admissibles : il y a lieu de remarquer que les erreurs commises sur l'échelle 1 sont amplifiées sur l'échelle 2, une erreur de $+ p$ % sur la première donnant lieu à une erreur de

$$-(1 + w/W)p \text{ \%}$$

sur la résistance totale.

La méthode indiquée permet encore d'obtenir une autre indication sur l'état d'isolement du réseau. En effet, l'origine ∞ de l'échelle 2 étant déterminée par la déviation e_1, on peut comparer directement e_2 avec e_1. Soit w_1 la résistance du conducteur positif par rapport à la terre, et w_2 celle du conducteur négatif par rapport à la terre.

On a : $$\frac{1}{w_1} - \frac{1}{w_2} = \frac{1}{w}\left(\frac{e_2 - e_1}{E - (e_1 + e_2)}\right). \qquad (3)$$

A la plus petite des deux déviations e_1 et e_2 correspond donc la plus petite résistance du conducteur extérieur correspondant avec la terre : on voit ainsi immédiatement quel est le conducteur le moins bien isolé

E. B.

DIVERS

Étude des dispositifs à appliquer aux machines et appareils électriques en vue d'éviter les explosions de grisou (*Fin*) (1). — **Gœtze.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 22 mars et 5 avril 1906.

L'auteur indique d'abord les dispositifs employés avec les appareils électriques tels que les interrupteurs, les fusibles et les résistances. Deux moyens peuvent être employés pour protéger ces appareils : ou bien on peut empêcher le contact entre les gaz explosifs et les parties capables de produire des étincelles, ou bien on emploie l'un des procédés de protection décrits précédemment pour empêcher la propagation de l'explosion qui peut se produire à l'intérieur de l'appareil au moment du contact entre les gaz et l'étincelle électrique.

Dans la première méthode, on a cru pouvoir réaliser des enveloppes hermétiques, mais on a commis là une erreur complète. En effet, l'enveloppe doit forcément, à un moment où à l'autre, être enlevée et remise, et les joints ne sont jamais hermétiques. L'échauffement qui se produit à l'intérieur de l'appareil sous l'effet du passage du courant produit une dilatation des gaz qui s'échappent par les fissures : au moment du refroidissement, la contraction du gaz produit une dépression, et il rentre dans l'appareil une certaine quantité de mélange détonnant. Il faut donc toujours compter sur la présence de celui-ci à l'intérieur de l'enveloppe. On a pensé à remplir

(1) Voir *Éclairage Électrique*, t. XLVI, 24 mars 1906, p. 478.

ces enveloppes d'huile, mais, s'il se produit un dégagement de chaleur suffisant dans l'appareil, l'huile peut se vaporiser, ou même se décomposer. En outre, le niveau de l'huile diminue peu à peu, et les parties où se produisent des étincelles peuvent venir, au bout de quelque temps, en contact avec les gaz détonnants. On peut cependant construire des appareils reposant sur l'emploi d'une enveloppe pleine d'huile, mais il faut veiller à ce qu'un certain nombre de précautions indispensables soient minutieusement observées dans l'établissement de ces appareils.

La seconde méthode consiste à laisser pénétrer les gaz explosifs dans l'appareil, en employant un dispositif de protection basé sur les principe. indiqués dans la première partie de cette études Cette méthode conduit à des prix de revient un peu plus élevés que la précédente pour l'établissement des appareils. Il faut éviter avec soin, à l'intérieur de l'enveloppe la formation de chambres séparées par des cloisons transversales, ou bien alors, il faut que les canaux de jonction entre ces chambres soient suffisamment étroits pour que l'explosion ne puisse pas se propager de l'une à l'autre. La meilleure protection est celle donnée par l'emploi de rebords parallèles : pour empêcher l'humidité d'entrer, on dispose entre ces rebords une bande molle en caoutchouc de 1 millimètre d'épaisseur.

En ce qui concerne les moteurs électriques, il y a lieu de distinguer entre les machines protégées seulement sur les parties où peuvent se produire des étincelles, et celles munies d'une protection complète. Ce dernier procédé est de beaucoup préférable, car il peut accidentellement se produire des étincelles à un endroit autre que ceux protégés d'après la première méthode, par exemple aux inducteurs si, à la suite d'un défaut d'isolement, une rupture du diélectrique a lieu. Parmi les moteurs essayés par l'auteur, la plupart étaient protégés par une enveloppe complète. Sept d'entre eux avaient une enveloppe avec toiles métalliques. Deux avaient des balais et des bagues trempant dans un bain d'huile. Les expériences faites sur ces dernières machines ont montré que, dès que des variations de charge sont parvenues à déterminer la formation d'étincelles aux balais, la résistance électrique de l'huile augmente le mal et il se produit une décomposition et une inflammation de cette huile. Ce mode de protection doit donc être rejeté.

Les expériences faites sur les moteurs munis d'une enveloppe avec toiles métalliques ont vérifié les conclusions tirées des études préliminaires. Il faut que la surface de la toile métallique ait une certaine valeur pour que la sécurité soit assurée. D'ailleurs la bonne ventilation d'un moteur seule exige déjà dans l'enveloppe des ouvertures de dimensions telles que les toiles métalliques placées sur ces ouvertures ont généralement une surface suffisante pour assurer la sécurité. Il faut compter au minimum, comme surface utile de toile, 50 centimètres carrés par litre de mélange détonnant. Les expériences ont montré qu'il y a lieu de tenir compte des points suivants :

La toile métallique à employer doit être en fil de bronze ou de laiton de $0^{mm},35$ et posséder 144 mailles par centimètre carré de surface.

Les surfaces de protection peuvent avantageusement être protégées par des tôles perforées placées à quelque distance des toiles métalliques.

Les soudures doivent être évitées et il ne doit exister aucune interruption dans l'enveloppe, telle que des trous à huile, des arbres perforés, etc., établissant la communication entre l'intérieur et l'extérieur.

Les surfaces de protection du collecteur ou des bagues doivent être placées de préférence à la périphérie de l'enveloppe de ces organes et non sur les côtés.

Enfin, l'auteur a essayé deux moteurs construits, d'après les résultats des expériences fondamentales, avec une protection par plaques étagées. Ces plaques consistaient en anneaux de 50 millimètres de largeur et 770 millimètres de diamètre extérieur placés côte à côte à $0^{mm},5$ de distance les uns des autres dans les deux flasques du moteur de telle façon que l'air ne pût entrer ou sortir qu'en traversant les intervalles compris entre les plaques. Deux ailettes de ventilateur, clavetées sur l'arbre de l'induit, assuraient la circulation de l'air. Les résultats obtenus avec ce dispositif ont été très satisfaisants. Si l'on compare la protection avec plaques étagées et la protection avec toiles métalliques, on trouve que la première présente plus de sécurité : en revanche, elle exige un modèle de machine spécialement établi et est plus coûteuse que la protection par toiles métalliques : en outre, la ventilation du moteur est meilleure avec celle-ci. E. B.

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOURT.

Tome XLVII. Samedi 5 Mai 1906. 13e Année. — N° 18.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

A PROPOS D'UN SYSTÈME DE MESURE DES GRANDEURS ÉNERGÉTIQUES

Comme M. Brylinski, je tiens à dissiper les malentendus; ce sera facile pour ceux qui proviennent d'une rédaction trop hâtive; mais il est des points sur lesquels nos opinions sont divergentes ; leur mise en lumière excusera la prolongation d'un dialogue que, pour ma part, je limite à la présente note.

En raison de la nature des différents, il nous est impossible, à l'un comme à l'autre, de *démontrer* la supériorité de nos points de vue respectifs ; mais pour que l'on ne se méprenne pas sur le caractère du système qui a donné lieu aux intéressantes observations de M. Brylinski, je dois rappeler que je l'ai indiqué aux lecteurs de l'*Éclairage Électrique,* pour répondre au vœu exprimé par MM. Muaux et Emde, puisque ces auteurs, d'accord en cela avec d'autres personnes, attachent une importance spéciale à un système susceptible de convenir à la fois aux grandeurs électriques et aux grandeurs mécaniques.

En outre, je précise bien que la « Mécanique naturelle » qui permet ce système de mesures ne s'appuie sur aucun fait nouveau ; elle conserve les données expérimentales acquises, mais les utilise autrement que la mécanique des quatre postulats classiques ; elle les interprète d'une façon qui *me paraît* plus logique parce que les déductions tirées de ses définitions fondamentales sont *à mon sens* plus directes, plus rationnelles, plus synthétiques que celles de la mécanique classique.

C'est en cela surtout que l'opinion de M. Brylinski est opposée à la mienne ; de plus, mon savant contradicteur ajoute que « le système à deux grandeurs n'exige qu'une hypothèse ; c'est d'annuler les dimensions du coefficient k de la loi de Newton ».

Examinons d'abord ce dernier point.

L'affirmation de M. Brylinski est exacte en ce qui concerne la mécanique à quatre grandeurs (M, L, T, k) qu'il préfère ; mais elle ne saurait s'appliquer à la « mécanique naturelle » qui n'a pas recours au principe de la gravitation universelle pour poser le postulat $M = L^3 T^{-2}$; celle-ci ne peut donc considérer k comme une grandeur distincte, puisqu'elle ignore ce coefficient et que, pour elle, l'*équivalence physique* des forces de Newton et de Galilée est *immédiate*.

En effet, la définition $M \neq L^3 T^{-2}$, mesure dite *statique* de la matérialité de la matière, convient également aux phénomènes dynamiques, puisqu'elle fournit

$$\frac{M}{L} \neq \frac{L^2}{T^2} \neq v^2. \qquad (1)$$

Cette formule relie la position relative des masses réagissantes (fait supposé purement statique) à la vitesse instantanée de la masse mobile (fait admis comme purement cinématique) ; cette première formule ignorée des postulats classiques, veut dire que dans l'état des liaisons actuelles de la matière du système planétaire, les positions relatives du soleil et de ses satellites correspondent à un état cinématique, défini, de ces derniers.

De cette relation (1) qui est fondamentale, nous déduisons directement

$$\frac{M}{L} \cdot \frac{M}{L} \neq \frac{M}{L} \cdot \frac{L^2}{T^2}.$$

L'équation (2) explicite également la liaison du statique et du dynamique

$$\frac{M^2}{L^2} \neq MLT^{-2}, \qquad (2)$$

puisqu'elle signifie que la force de Newton $M^2 L^{-2}$ est *équivalente* ou proportionnelle physiquement à la force de Galilée MLT^{-2}.

Si l'on écrit l'équation (2) sous la forme ordinaire, mais identique comme signification :

$$MLT^{-2} = kM^2L^{-2}, \qquad (3)$$

k est un nombre et ne peut être qu'un nombre (pour la mécanique ainsi comprise), et ce, en raison des propriétés implicites de la définition (1) d'où résulte cette relation, qui identifie le rôle de M, dans les deux expressions.

Si dans la formule (3) on fait $k = 1$, cela veut dire, toujours pour la « mécanique naturelle » que l'on accepte une unité de force spéciale qui égale en grandeur les deux expressions, au lieu de les laisser proportionnelles. Cette condition, on le sait, implique un système d'unités différent des unités du système C. G. S.

L'expérience a permis de fixer la relation numérique qui existe entre les deux membres des équations (2) et (3).

Si la densité de la terre est 5,51, le calcul montre que deux masses d'un gramme, placées à 1 centimètre l'une de l'autre, s'attirent avec une force d'un quinze millionième de dyne, environ, c'est-à-dire que l'unité de *force newtonienne* C. G. est 15 000 000 de fois plus petite que l'unité de force de Galilée, ou force C. G. S, la dyne.

Dans la « mécanique naturelle », l'hypothèse que k a des dimensions nulles, n'est donc pas nécessaire pour avoir un système à deux dimensions ; cette possibilité résulte directement de la définition astronomique et statique de la masse, et cela de la même manière que le système à trois dimensions résulte de sa définition terrestre et dynamique.

Entre les deux procédés, il existe une différence fondamentale : la mécanique naturelle n'a pas besoin d'hypothèses pour avoir un système à trois dimensions, il lui suffit de laisser en évidence le facteur $L^3 T^{-2}$, sans le réduire mathématiquement avec les autres facteurs

L et T qui interviennent dans toute définition de grandeur ; tandis que dans la mécanique classique, pour avoir le système à deux dimensions, il faut faire l'hypothèse rappelée par M. Brylinski, c'est-à-dire annuler les dimensions de k.

Par conséquent, dans la « mécanique naturelle », donner des dimensions à k, pour en faire la mécanique à quatre grandeurs (M, L, T, k), c'est détruire l'homogénéité physique de la définition fondamentale ; cette hypothèse est donc contradictoire avec la base de la méthode.

On voit, par suite, que la mécanique à quatre grandeurs peut fournir la « mécanique naturelle » alors que l'inverse est impossible.

La raison de ce point distinctif des deux méthodes est facile à saisir.

Pour la « mécanique naturelle », la force de Galilée, comme la force de Newton, varie avec le milieu, tandis que pour la mécanique classique, qui ne tient pas compte du rôle du milieu, la masse M est immuable, ce qui revient à dire que l'on peut, partout et toujours, déterminer la valeur de M pour toutes les masses se déplaçant *dans le vide* et, par suite, séparer la mesure de ce *déplacement idéal,* des faits auxiliaires qui l'accompagnent, dans le milieu nécessaire à tout phénomène.

Ce résultat n'est pas atteint et ne peut pas être atteint dans de nombreuses circonstances en raison de l'insuffisance de nos moyens d'observation, notamment en électricité, en optique, dans la théorie cinétique des gaz, etc... ; c'est ce qui explique les différences qui existent entre le résultat observé et les prévisions du calcul.

Cette remarque montre également pourquoi et dans quelle mesure on peut qualifier d'*hypothèse* la formule $F = MLT^{-2}$, puisque le résultat expérimental qui lui donne naissance a lieu dans l'air et qu'il y est approximatif alors qu'on le *suppose* rigoureux dans le vide, c'est-à-dire dans des conditions expérimentales que nous ne pouvons pas atteindre.

L'hypothèse est des plus légitimes, en pratique, pour les faits expérimentaux ordinaires, mais au point de vue *logique pur,* la définition de la force de Galilée transformée en postulat, pour tous les mouvements ayant lieu dans le vide, n'est qu'une possibilité puisque les conditions de son existence sont irréalisables ; nous l'acceptons comme exacte par une sorte de passage à la limite qui peut être justifié au point de vue mathématique, mais qui peut aussi ne pas être rigoureux en fait.

La loi de Newton qui en est déduite se trouve dans les mêmes conditions logiques pour la mécanique classique.

Pour la « mécanique naturelle », il en est différemment, puisque dans le milieu inaltérant (condition satisfaite par le vide, en admettant que le vide puisse agir physiquement), les expressions :

$$F \neq MLT^{-2} \neq M^2 L^{-2}$$

sont satisfaites dans les conditions de conservation intégrale, mais idéale de la forme d'énergie qui donne naissance à la force F, et que partout ailleurs la proportionnalité se modifie.

Enfin, il serait aisé pour montrer le caractère conventionnel de la masse de Galilée de rappeler que le rapport $M = \frac{F}{LT^{-2}} = \frac{MLT^{-2}}{LT^{-2}}$ ne peut pas être considéré comme une définition *logiquement* satisfaisante ; puisqu'en réalité on écrit $M = M$ et que, par suite, on considère M comme aussi absolue et irréductible que la longueur et le temps, malgré son origine empirique ; l'objection a été faite ; m'y arrêter serait superflu.

En résumé, la mécanique à trois grandeurs (celle des postulats classiques) est suffisante tant que le milieu ne joue pas un rôle prépondérant, ou que la vitesse de la masse reste au-dessous d'une valeur qui varie avec la nature du milieu ; mais dès que les vitesses sont

grandes, lors même que le milieu est tenu, pour interpréter l'expérience, cette mécanique est obligée d'introduire une quatrième grandeur (tel est le rôle du coefficient des lois de Coulomb); l'état actuel de nos connaissances ne nous permet pas encore d'assigner une définition fondamentale à cette grandeur.

Un exemple fera comprendre la portée des remarques qui précèdent et permettra de les interpréter exactement, car il n'est pas besoin d'avoir recours aux vitesses considérables des électrons pour trouver, comme dans les expériences de Kaufmann, des faits mécaniques dans lesquels l'ensemble de la masse matérielle mise en mouvement varie avec la vitesse; l'on verra nettement que si dans l'exemple que je vais citer et l'expérience de Kaufmann, nous donnons des interprétations contraires, c'est-à-dire que si l'on considère la masse comme constante dans l'un et variable dans l'autre, c'est uniquement parce que les conditions de perceptibilité de *ce* qui est en mouvement sont très différentes dans les deux expériences.

Dans le premier cas, nous pouvons analyser les masses en mouvement qui forment le système mobile complexe lorsqu'il absorbe une somme d'énergie déterminée, alors que dans le second la décomposition de *ce* qui est en mouvement nous est impossible.

Voici cet exemple :

La définition de la force conduit au théorème de l'impulsion $FT = Mv$.

Or, la vitesse calculée d'un projectile est plus grande que sa vitesse mesurée dans l'air. On dit que la force ? résistante de l'air (force f) est la cause de cette différence; et l'on ajoute un terme à la formule. On la met d'accord avec le fait en écrivant

$$FT - fT = Mv.$$

Avec cette interprétation, le principe est sauf; mais cette correction, si elle met l'équation d'accord avec l'expérience, a un autre résultat, c'est celui de dissimuler notre ignorance, en représentant par le seul symbole f l'ensemble des effets de frottement, de vibration, d'échauffement des innombrables molécules d'air mises en mouvement par le projectile de masse M.

Il est possible de donner au phénomène de ralentissement de la vitesse du projectile une autre explication, moins simple, mais plus légitime. Comme elle ne peut être mise en équation susceptible de servir de base à des mesures expérimentales, cette interprétation n'est pas devenue classique.

On peut, en effet, écrire que l'impulsion du projectile, due à l'explosion de la poudre, est égale à la quantité de mouvement du projectile (grandeur mesurable) augmentée de la quantité de mouvement de chacune des molécules d'air, de masse m, que le projectile déplace ou entraîne à des vitesses différentes v'. Cette deuxième quantité de mouvement $\Sigma mv'$ n'est pas mesurable.

Mais les vitesses v' des diverses molécules d'air sont fonction de la vitesse v du projectile; pour chaque molécule $v' = kv$, de sorte que :

$$FT = [M + \Sigma km]\, v.$$

Comme km varie avec la vitesse v du projectile, cette formule déduite du postulat sera d'accord avec l'expérience, même si l'on dit : la masse en mouvement (air plus projectile) varie avec la vitesse de déplacement, sans pour cela mettre en doute le postulat de la masse.

La divergence entre le fait théorique et le fait observé provient ici du rôle du milieu, mais si nous pouvions ignorer l'existence de l'atmosphère, si notre organisme et l'expérience ne nous révélaient pas le rôle de l'air dans la course du projectile, bien certainement nous dirions en mécanique comme en électricité : la masse augmente avec la vitesse; la mécanique ne connaîtrait la loi de Galilée que comme un fait spécial aux mouvements de faible

vitesse, et jamais la définition de la force n'aurait été élevée au rang de postulat, c'est-à-dire de principe universel.

Dans l'expérience de Kaufmann, le processus sensoriel ne nous permet pas de distinguer l'électron (ou charge négative d'électricité) de l'éther dans lequel il se meut ; nous ne pouvons donc, comme dans le cas du projectile, faire la correction

$$(F-f)T = Mv$$

et l'on en déduit objectivement que M varie avec la vitesse.

Subjectivement, si l'électron a pour support une masse de matière, il est possible que le postulat lui soit applicable, mais pour que l'hypothèse soit permise et utilisée, il faudrait connaître les réactions de l'éther sur l'électron en mouvement.

Cet exemple, rapproché de la notion de milieu inaltérant, montre toute la distance qui sépare les concepts de la mécanique à quatre grandeurs, des concepts de la « mécanique naturelle » qui sert de base au système que j'ai indiqué.

Si j'ai insisté sur les motifs de ma manière de voir, c'est parce qu'ils sont en opposition avec les raisons bien connues invoquées par la mécanique classique, qui se contente d'accepter les lois de Képler comme de simples relations numériques, alors qu'à mon avis elles *doivent* être interprétées physiquement, pour éviter les contradictions $L^3 \neq T^2$ et $L^2 \neq T$.

Ce qui semble justifier mon opinion, c'est que l'interprétation des lois de Képler telle que je la propose est en harmonie avec les faits connus, et que notamment, la définition de la masse qui en résulte, contient implicitement la formule de la force de Galilée et celle de la force de Newton, sans aucune hypothèse complémentaire.

Les divergences qui existent entre ces deux méthodes d'exposition de la mécanique permettent de saisir pourquoi l'interprétation de k que j'avais comparée à la capacité inductive spécifique est différente dans l'un et l'autre système ; j'aurais dû plus logiquement me servir de la comparaison de l'énergie et de la chaleur, car cette comparaison eût été commune aux deux méthodes et aurait évité un malentendu.

M. Brylinski fait très justement ressortir à ce sujet l'insuffisance de la terminologie actuelle, puisque des grandeurs différentes reçoivent le même nom, ce qui est infiniment regrettable, et appelle comme remède la création d'une terminologie précise.

De ce que les coefficients k_1 de la loi de Coulomb et k_2 de la loi d'Ampère ont une liaison, le produit $k_1 k_2$, qui est une grandeur (carré d'une vitesse), M. Brylinski en tire un argument en faveur de la grandeur réelle de k_1 dans la loi de Coulomb ; je ne discuterai pas cette interprétation, je rappellerai seulement qu'une autre hypothèse est en harmonie avec la « mécanique naturelle » pour laquelle k_2 est fonction de v^2 ; comme k_1 est un nombre, la relation rappelée par M. Brylinski se trouve donc satisfaite, sans que k_1 soit une grandeur.

Il est une autre idée que M. Brylinski laisse de côté, sans doute parce que la mécanique classique ne l'utilise pas ; c'est l'interprétation physique de la loi des aires, dont j'ai déduit la notion de *quantité,* qui conduit directement à un système de mesure homogène au système électromagnétique, tandis que la masse conduit au système électrostatique.

C'est, selon moi, la caractéristique principale du procédé de mesure que j'ai indiqué, car le fait d'utiliser deux, trois ou quatre grandeurs peut découler de la mécanique classique, suivant que l'on admet l'indépendance d'une ou deux d'entre elles à l'aide d'hypothèses bien connues, tandis que la mécanique classique ne peut pas postuler le système dynamique q, L, T.

Le parallélisme de ces deux systèmes posés à priori est une complication pour l'exposé des principes de la mécanique ; c'est bien évident, mais logiquement il vaut mieux, à mon

avis, un système complexe qui prévoit des résultats d'expérience comme le v de Maxwell au lieu d'un système unique qui constate empiriquement les faits, sans possibilité de les retrouver dans les postulats fondamentaux.

Je terminerai cette trop longue note en faisant remarquer que contrairement à ce que suppose M. Brylinski, je ne pense pas que l'éther électro-optique soit le milieu gravifique.

J'admets (et c'est là une opinion impossible à prouver), que le milieu qui transmet la gravité est inclus dans l'éther, comme l'éther dans les masses dont il constitue le milieu intermoléculaire; j'ai même proposé une terminologie précisant cette opinion (1) qui s'appuie sur les différences des manifestations de la gravité avec celles des phénomènes électro-optiques et sur les calculs de Laplace relativement à la vitesse de propagation de la gravité; les conclusions de Laplace viennent, il est vrai, d'être contestées par M. Poincaré; mais les manifestations expérimentales demeurent assez différentes pour justifier, au moins provisoirement, l'existence d'une matière plus ténue que l'éther.

En résumé, les divergences de vue qui me séparent de M. Brylinski sont irréductibles en raison de la différence des points d'appui sur lesquels nos manières de voir reposent; et, en exposant le système de mesure qui résulte de la « mécanique naturelle », j'ai simplement voulu montrer que l'on peut édifier une mécanique plus générale que la mécanique classique en n'utilisant comme postulats que les lois de Képler et la conservation de l'énergie; ce procédé me paraît plus philosophique que les quatre postulats de la mécanique classique auxquels, pour l'étude des phénomènes électriques et magnétiques, on doit adjoindre l'hypothèse du coefficient k de la loi de Coulomb.

P. Juppont.

ÉTUDE DES INSTALLATIONS A COURANT ALTERNATIF (2)

PAR LA MÉTHODE DES GRANDEURS WATTÉES ET MAGNÉTISANTES (*suite*)

IV — EXTENSION DES CONSIDÉRATIONS PRÉCÉDENTES AU CAS OU LES F. É. M., D. D. P. ET INTENSITÉ NE SONT PAS SINUSOIDALES

Nous supposerons que toutes les f. é. m., d. d. p. et intensités périodiques ci-après sont impaires, c'est-à-dire que leur période se compose de deux demi-périodes identiques, mais de signe contraire; il en est, en effet, généralement ainsi dans la pratique.

Mais nous ne supposerons pas que ces grandeurs périodiques impaires soient symétriques, c'est-à-dire que la demi-période de la courbe représentative soit symétrique par rapport à l'ordonnée correspondant au temps T/4, ou 3T/4; il n'en est pas ainsi, en effet, dans la pratique, en général, surtout pour l'intensité qui se trouve presque toujours déformée par hystérésis.

Dans ces conditions, nous aurons pour le courant

$$i = I_1\sqrt{2}\sin(\omega t + \alpha_1) + I_3\sqrt{2}\sin(3\omega t + \alpha_3) + \ldots\ldots, \qquad (38)$$

(1) P. Juppont, *Essai d'énergétique*, 1901, p. 49.

(2) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 21 et 28 avril 1906, p. 81 et 121.

d'où nous tirons :

$$L\frac{di}{dt} = L\omega I_1\sqrt{2}\cos(\omega t + \alpha_1) + 3L\omega I_3\sqrt{2}\cos(3\omega t + \alpha_3) + \ldots\ldots; \qquad (39)$$

et, pour la d. d. p. aux bornes,

$$e = E_1\sqrt{2}\sin(\omega t + \alpha_1 + \varphi_1) + E_3\sqrt{2}\sin(3\omega t + \alpha_3 + \varphi_3) + \ldots\ldots \qquad (40)$$

Le terme général de e peut se décomposer en deux autres (n est impair), ainsi :

$$E_n\sqrt{2}\sin(n\omega t + \alpha_n + \varphi_n) = E_n\sqrt{2}\cos\varphi_n\sin(n\omega t + \alpha_n) + E_n\sqrt{2}\sin\varphi_n\cos(n\omega t + \alpha_n).$$

La d. d. p. e peut donc elle-même se décomposer en deux autres, savoir

$$e_w = E_1\sqrt{2}\cos\varphi_1\sin(\omega t + \alpha_1) + E_3\sqrt{2}\cos\varphi_3\sin(3\omega t + \alpha_3) + \ldots\ldots, \qquad (41)$$

$$e_m = E_1\sqrt{2}\sin\varphi_1\cos(\omega t + \alpha_1) + E_3\sqrt{2}\sin\varphi_3\cos(3\omega t + \alpha_3) + \ldots\ldots \qquad (42)$$

Si une force électromotrice étrangère e', provenant d'une source extérieure S', agit dans le circuit électrique de M, nous pouvons encore l'écrire ainsi :

$$e' = E'_1\sqrt{2}\sin(\omega t + \alpha_1 + \varphi'_1) + E'_3\sqrt{2}\sin(3\omega t + \alpha_3 + \varphi'_3) + \ldots\ldots \qquad (43)$$

et la décomposer en deux autres, ainsi :

$$e'_w = E'_1\sqrt{2}\cos\varphi'_1\sin(\omega t + \alpha_1) + E'_3\sqrt{2}\cos\varphi'_3\sin(3\omega t + \alpha_3) + \ldots\ldots, \qquad (44)$$

$$e'_m = E'_1\sqrt{2}\sin\varphi'_1\cos(\omega t + \alpha_1) + E'_3\sqrt{2}\sin\varphi'_3\cos(3\omega t + \alpha_3) + \ldots\ldots \qquad (45)$$

D'ailleurs, tout se passe comme si la f. é. m. totale $e - e'$ agissait seule sur le circuit M comportant seulement la résistance R et la self L. Dans ce cas [1], nous savons que chacun des harmoniques de $e - e'$ doit être considéré comme produisant, dans le circuit M, l'harmonique de même rang de l'intensité i.

On doit donc avoir d'une façon générale [2], n étant impair,

$$E_n\sqrt{2}\sin(n\omega t + \alpha_n + \varphi_n) - E'_n\sqrt{2}\sin(n\omega t + \alpha_n + \varphi'_n)$$
$$= RI_n\sqrt{2}\sin(n\omega t + \alpha_n) + nL\omega I_n\sqrt{2}\cos(n\omega t + \alpha_n), \qquad (46)$$

et nous pouvons appliquer à chaque harmonique les raisonnements du parag. III (art. B).

Ainsi l'équation (46) peut s'écrire, en décomposant les harmoniques des deux f. é. m. et leurs composantes wattée et magnétisante

$$(E_n\sqrt{2}\cos\varphi_n - E'_n\sqrt{2}\cos\varphi'_n)\sin(n\omega t + \alpha_n) + (E_n\sqrt{2}\sin\varphi_n - E'_n\sqrt{2}\sin\varphi'_n)\cos(n\omega t + \alpha_n)$$
$$= RI_n\sqrt{2}\sin(n\omega t + \alpha_n) + nL\omega I_n\sqrt{2}\cos(n\omega t + \alpha_n) \qquad (47)$$

équation analogue à l'équation (26).

Et le raisonnement se poursuit exactement comme après l'équation (26).

On arrive en additionnant membre à membre les relations obtenues pour tous les harmoniques, aux relations :

$$e_w - e'_w = Ri \qquad (48)$$

$$e_m - e'_m = L\frac{di}{dt}. \qquad (49)$$

---

[1] Voir P. Janet, *Leçons d'électrotechnique générale*, t. II (2e édit.), p. 126, no 76.

[2] Il est facile de montrer que le n^e harmonique de $e - e'$ n'est autre que

$$E_n\sqrt{2}\sin(n\omega t + \alpha_n + \varphi_n) - E'_n\sqrt{2}\sin(n\omega t + \alpha_n + \varphi'_n);$$

car, en posant

$$A = \sqrt{2}\sqrt{(E_n\sin\varphi_n - E'_n\sin\varphi'_n)^2 + (E_n\cos\varphi_n - E'_n\cos\varphi'_n)^2}$$

et

$$\operatorname{tg}\psi_n = \frac{E_n\sin\varphi_n - E'_n\sin\varphi'_n}{E_n\cos\varphi_n - E'_n\cos\varphi'_n},$$

on trouve que la somme précédente est égale à $A\sin(n\omega t + \alpha_n + \psi_n)$ qui est, dans $e + e'$, le seul terme de pulsation $n\omega$.

Or e_w et e'_w, dont tous les harmoniques sont respectivement en phase (ou en opposition) avec ceux de même rang de i, sont ce que nous appellerons les composantes wattées instantanées respectives de e et de e' et, de même, e_m et e'_m, dont tous les harmoniques sont respectivement en phase (ou en opposition) avec ceux de $L\,di/dt$, sont ce que nous appellerons les composantes magnétisantes instantanées respectives de e et de e'.

D'ailleurs en multipliant (48) et (49) par i on trouve :

$$e_w i - e'_w i = Ri^2, \qquad (50)$$

$$e_m i - e'_m i = Li\frac{di}{dt}. \qquad (51)$$

Ainsi $(e_w i - e'_w i)$ est bien une puissance wattée et $(e_m i - e'_m i)$ une puissance magnétisante.

De plus, il est évident que $e_w i$ et $e_m i$ sont les portions wattée et magnétisante de ei, tandis que $e'_w i$ et $e'_m i$ sont les portions wattée et magnétisante de $e'i$.

Rappelons que $e_w i$ et $e_m i$ sont les puissances wattée et magnétisante fournies aux bornes de M ; Ri^2 est la puissance absorbée dans M, pour fournir la chaleur Joule ; $e'_w i$ est la puissance absorbée dans M pour transmettre de l'énergie mécanique, chimique, etc..., en dehors du système (ou inversement); $Li\,di/dt$ est la puissance absorbée dans M, pour fournir l'énergie accumulée, ou restituée, à cet instant, par cet appareil; enfin $e'_m i$ est la puissance absorbée dans M, pour équilibrer les variations de flux ou de charge produites, dans cet appareil, par la cause extérieure, qui engendre la force contre-électromotrice e'.

Calculons maintenant Π_w et Π_m.

Nous avons, m, n et p étant impairs,

$$\Pi_w = e_w i = 2\Sigma E_n I_n \cos\varphi_n \sin^2(n\omega t + \alpha_n) + 2\Sigma E_m I_p \cos\varphi_m \sin(m\omega t + \alpha_m)\sin(p\omega t + \alpha_p). \qquad (52)$$

$$\Pi_m = e_m i = 2\Sigma E_m I_p \sin\varphi_m \cos(m\omega t + \alpha_m)\sin(p\omega t + \alpha_p). \qquad (53)$$

En remarquant que $\sin a \sin b = \sin^2\frac{a+b}{2} - \sin^2\frac{a-b}{2}$,

on peut mettre l'équation (52) sous la forme :

$$\Pi_w = 2\Sigma E_n I_n \cos\varphi_n \sin^2(n\omega t + \alpha_n) + 2\Sigma E_m I_p \cos\varphi_m \sin^2\left(\frac{m+p}{2}\omega t + \frac{\alpha_m + \alpha_p}{2}\right)$$
$$- 2\Sigma E_m I_p \cos\varphi_m \sin^2\left(\frac{m-p}{2}\omega t + \frac{\alpha_m - \alpha_p}{2}\right). \qquad (52\ bis)$$

m et p étant impairs, $\frac{m+p}{2}$ et $\frac{m-p}{2}$ sont des nombres entiers. On voit que, dans cette dernière expression de Π_w chaque terme affecte la forme $EI\cos\varphi \times \sin^2(\lambda\omega t + \mu)$ que nous avons toujours trouvée pour la puissance wattée.

De même, en remarquant que

$$\cos a \sin b = \frac{1}{2}\sin(a+b) - \frac{1}{2}\sin(a-b),$$

on peut écrire l'équation (53) ainsi

$$\Pi_m = \Sigma E_m I_p \sin\varphi_m \sin[(m+p)\omega t + \alpha_m + \alpha_p] - \Sigma E_m I_p \sin\varphi_m \sin[(m-p)\omega t + \alpha_m - \alpha_p]; \qquad (53\ bis)$$

$m+p$ et $m-p$ étant pairs, on voit que, dans cette dernière expression de Π_m, chaque terme est de la forme $EI\sin\varphi\sin(2\lambda\omega t + \mu)$ que nous avons toujours trouvée pour la puissance magnétisante.

On prendra pour Π_w et Π_m, selon les besoins, les expressions (52) et (53) ou les expressions (52 *bis*) et (53 *bis*). — Ces dernières seront plus commodes, quand il faudra intégrer.

Cherchons maintenant à calculer les puissances moyennes P_w et P_m définies, la première par les équations (19) et (19 *bis*) et la seconde par l'équation (21).

De (52 *bis*) on déduit $$P_w = \frac{1}{T/2}\int_0^{T/2} \Pi_w dt = \Sigma E_n I_n \cos\varphi_n. \tag{54}$$

De (53 *bis*) on déduit $$\frac{1}{T/2}\int_0^{T/2} \Pi_m dt = 0. \tag{55}$$

Par conséquent, en additionnant (54) et (55), on a:

$$\frac{1}{T/2}\int_0^{T/2} ei dt = P_w = \Sigma E_n I_n \cos\varphi_n, \tag{56}$$

ainsi qu'on devait s'y attendre.

Il n'y a pas lieu de considérer, ici, l'expression

$$\frac{1}{T/4}\int_0^{T/4} \Pi_m dt,$$

car la période $T/2$ de Π_m ne se subdivise pas en deux demi périodes égales (fig. 3).

Nous verrons, au paragraphe VI, une autre définition de la puissance magnétisante moyenne.

Grâce aux généralisations que nous venons de faire, nous allons pouvoir étendre tous les raisonnements qui suivent aux grandeurs alternatives non sinusoïdales, pourvu que ces dernières soient impaires, ce qui est à peu près toujours le cas dans la pratique, ainsi que nous l'avons fait remarquer au début de ce paragraphe.

V. — APPLICATION DES LOIS D'OHM ET DE KIRCHHOFF AUX GRANDEURS WATTÉES ET MAGNÉTISANTES.

Dans un réseau où tous les appareils ne sont pas en série, l'intensité n'est la même, ni en amplitude, ni en phase, dans tous ces appareils et il faut bien prendre soin de faire la décomposition de la f. é. m. ou d. d. p. aux bornes e et celle de la f. c. é. m. e', *par rapport à l'intensité du courant dans cet appareil,* avec sa phase particulière.

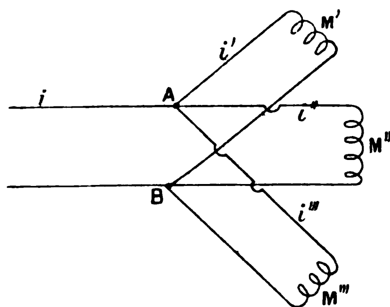


Fig. 6.

Ainsi, par exemple, considérons trois appareils M', M'' et M''' (fig. 6) branchés en dérivation entre deux bornes A et B, auxquelles est appliquée une d. d. p. alternative $V_A - V_B = e$. Supposons que les intensités respectives dans M', M'' et M''' et dans les conducteurs qui amènent le courant à l'ensemble soient i', i'', i''' et i et aient des phases différentes.

Les composantes wattées et magnétisantes de e seront :

e'_w et e'_m pour M', (par rapport à i'),
e''_w et e''_m pour M'', (par rapport à i''),
e'''_w et e'''_m pour M''', (par rapport à i'''),
e_w et e_m pour l'ensemble, (par rapport à i).

On aura toujours $$e = e_w + e_m = e'_w + e'_m = e''_w + e''_m = e'''_w + e'''_m,$$

mais e_w, e'_w, e''_w et e'''_w ne seront les mêmes, ni en amplitudes, ni en phases, non plus que e_m, e'_m, e''_m et e'''_m; il y aura quatre décompositions différentes de e.

Cette remarque faite, revenons aux équations (48) et (49), qui s'appliquent à chacun des appareils individuellement, que le courant soit sinusoïdal ou non.

La première exprime que *la loi d'Ohm s'applique aux valeurs instantanées des f. é. m. ou d. d. p. wattées* e_w *et* e'_w *et à la chute ohmique* Ri.

La deuxième exprime qu'*une loi analogue à la loi d'Ohm s'applique aux valeurs instantanées des f. é. m. ou d. d. p. magnétisantes* e_m *et* e'_m *et à la force contre-électromotrice de self-induction* $L\,di/dt$.

On voit que la chute ohmique Ri est une véritable chute de tension wattée et que la f. c. é. m. de self-induction $L\,di/dt$ est une véritable chute de tension magnétisante.

La 2e loi de Kirchhoff, qui n'est qu'une conséquence forcée de la loi d'Ohm, s'applique dans les mêmes conditions que celle-ci; il suffit, pour le voir, de sommer toutes les équations (48) et (49) relatives aux côtés d'un polygone fermé pris dans le réseau, en ayant soin de faire, dans chaque appareil, la décomposition des f. é. m. et d. d. p., par rapport au courant dans cet appareil. On obtient ainsi les trois équations

$$\Sigma e - \Sigma e' = \Sigma Ri + \Sigma L\frac{di}{dt}; \qquad \Sigma e_w - \Sigma e'_w = \Sigma Ri; \qquad \Sigma e_m - \Sigma e'_m = \Sigma L\frac{di}{dt},$$

qui caractérisent la 2e loi de Kirchhoff, dans les conditions exposées ci-dessus pour la loi d'Ohm.

Si toutes les grandeurs alternatives sont sinusoïdales, les considérations précédentes s'étendent facilement aux valeurs efficaces, car les équations (27) et (28) peuvent s'écrire ainsi :

$$E_w - E'_w = RI, \tag{57}$$

$$E_m - E'_m = \rho I, \tag{58}$$

en désignant par ρ la réactance $L\omega$, comme le fait M. Boucherot, pour mieux faire ressortir l'analogie des formules.

Il résulte alors de ces deux équations, auxquelles on peut appliquer les raisonnements que nous venons d'appliquer aux équations (48) et (49), que *la loi d'Ohm et la 2e loi de Kirchhoff sont applicables séparément, d'une part, aux valeurs efficaces des f. é. m. ou d. d. p. wattées et, d'autre part, aux valeurs efficaces des f. é. m. ou d. d. p. magnétisantes, lorsque les grandeurs alternatives sont sinusoïdales.*

Lorsque les grandeurs alternatives ne sont pas sinusoïdales, il n'en est plus ainsi ; mais nous allons montrer qu'on peut encore appliquer la loi d'Ohm et la 2e loi de Kirchhoff, à une autre espèce de grandeurs efficaces, que nous allons définir et dont M. Swyngedauw a déjà fait usage [1].

Nous appellerons, comme on le fait habituellement, déphasage entre la f. é. m. ou d. d. p. e appliquée à un appareil et le courant i, qui circule dans cet appareil, l'angle φ défini par la relation

$$\frac{1}{T}\int_0^T eidt = EI\cos\varphi.$$

On voit que c'est le déphasage qui se mesure au wattmètre.

On tire de là, en vertu de (54) et (56),

$$\frac{1}{T}\int_0^T eidt = \frac{1}{T}\int_0^T e_w idt = \Sigma E_n I_n \cos\varphi_n = EI\cos\varphi. \tag{60}$$

Nous désignerons l'expression $E\cos\varphi$ par $\mathcal{E}_w$ et nous l'appellerons, faute de mieux, *la composante wattée généralisée* de E ; de même, nous désignerons l'expression $E\sin\varphi$ par $\mathcal{E}_m$ et nous l'appellerons *la composante magnétisante généralisée* de E.

Ainsi : $\mathcal{E}_w = E\cos\varphi; \qquad \mathcal{E}_m = E\sin\varphi; \qquad \mathcal{E}_w^2 + \mathcal{E}_m^2 = E^2.$

[1] Voir Swyngedauw, Sur l'extension, à des courants alternatifs quelconques, de certaines constructions graphiques de courants sinusoïdaux. *Bulletin de la Société internationale des Électriciens,* t. V (2e série), n° 46 de juin 1905, p. 445-468.

Voici maintenant quel parti on peut tirer de ces conventions.

L'équation (50) appliquée à l'appareil étudié, intégrée de o à T et divisée par T, donne

$$\Sigma E_n I_n \cos \varphi_n - \Sigma E'_n I_n \cos \varphi'_n = RI^2,$$

c'est-à-dire d'après ce qui précède, $EI \cos \varphi - E'I \cos \varphi' = RI^2$

ou bien $$\mathcal{E}_w - \mathcal{E}'_w = RI. \qquad (61)$$

D'autre part, M. Swyngedauw a montré (¹) que l'on a, dans les conditions et avec les restrictions que nous indiquerons ci-après,

$$\mathcal{E}_m - \mathcal{E}'_m = L\Omega I, \qquad (62)$$

en désignant par Ω un paramètre qui dépend des amplitudes des harmoniques de l'intensité i et qui a pour valeur $\Omega = \omega \sqrt{\dfrac{I_1^2 + 3^2 I_3^2 + \cdots + n^2 I_n^2 + \cdots}{I_1^2 + I_3^2 + \cdots + I_n^2 + \cdots}}$.

Si on pose, par analogie avec ce que nous avons fait dans le cas des courants sinusoïdaux

$$\rho' = L\Omega,$$

l'équation (62) peut s'écrire $$\mathcal{E}_m - \mathcal{E}'_m = \rho' I. \qquad (62\ bis)$$

Nous appellerons ρ' la *réactance généralisée*.

Des équations (61) et (62 *bis*) on déduit que *la loi d'Ohm et la 2ᵉ loi de Kirchhoff s'appliquent séparément, d'une part aux composantes wattées généralisées des f. é. m. ou d. d. p., et d'autre part à leurs composantes magnétisantes généralisées, en considérant* $\rho' = L\Omega$ *comme une véritable résistance.*

M. Swyngedauw a montré que, dans le cas où la force contre-électromotrice e' n'existe pas, l'équation (62) ou (62 *bis*), qui se réduit à $\mathcal{E}_m = L\Omega I$, est rigoureuse, et que, dans le cas où la force contre-électromotrice e' existe, l'équation (62) ou (62 *bis*) est seulement approchée ; mais il a fait voir que l'approximation est telle que, dans les cas usuels, les erreurs qui peuvent provenir du défaut de rigueur de la théorie, sont inférieures à celles qui peuvent résulter de l'inexactitude des mesures expérimentales. On peut donc, en général, faire usage de la relation (62) ou (62 *bis*) comme si elle était rigoureuse.

L'inconvénient de cette théorie est que le paramètre Ω dépend de la *forme* de l'intensité i et n'est plus simplement une constante caractéristique de la fréquence de tous les phénomènes alternatifs qui se passent dans le réseau, telle qu'est la pulsation ω.

Toutefois, dans les cas les plus fréquents, c'est-à-dire, pour préciser, lorsque l'intensité n'est pas d'une forme trop éloignée de la forme sinusoïdale, Ω est très peu différent de ω et toujours supérieur à lui.

En réalité, il résulte de l'expression même de Ω, donnée plus haut, que l'on ne peut avoir $\Omega = \omega$, que si l'intensité est réellement sinusoïdale.

On peut, si l'appareil étudié comporte seulement de la résistance, de la self et de la capacité, c'est-à-dire s'il n'est le siège d'aucune force contre-électromotrice de provenance extérieure, mesurer Ω expérimentalement. On a, en effet, dans ce cas,

$$\mathcal{E}_w = RI; \qquad \mathcal{E}_m = L\Omega I = \rho' I,$$

d'où $$E = I\sqrt{R^2 + L^2\Omega^2} = I\sqrt{R^2 + \rho'^2}. \qquad (63)$$

On connaît R et L par des mesures préalables; on mesure E et I, en marche, avec le

(¹) Équation (48) de l'article précité, dans laquelle $\frac{d\varphi}{d\theta}$ est égal à Ω.

courant de forme spéciale qui doit alimenter normalement l'appareil, et la formule précédente donne Ω. En général, on n'a pas besoin de connaître Ω lui-même, mais la réactance généralisée $\rho' = L\Omega$; la mesure préalable de L n'est plus alors nécessaire.

Il est à remarquer que, pour un même appareil, la forme de l'intensité dépend de la forme de la d. d. p. appliquée aux bornes; la valeur de Ω varie donc, pour un même appareil, selon la forme de la d. d. p. qu'on lui applique. Cependant, Ω étant, dans la pratique, compris entre ω et $1,3.\omega$ ou $1,4.\omega$, ne varie pas beaucoup. Comme L lui-même n'est pas, d'ailleurs, une grandeur déterminée avec une grande précision, dans les circuits qui contiennent du fer, comme c'est toujours le cas dans la pratique, il ne sera jamais indispensable de tenir compte des petites variations de Ω dans l'expression de la réactance généralisée ($L\Omega$), qui sera donnée en bloc par une mesure expérimentale.

Enfin, nous verrons, au paragraphe VIII, comment, dans le cas où la force contre-électromotrice e' existe, on peut déterminer de nouveaux paramètres R_1 et ρ'_1, que nous définirons.

Nous allons rechercher maintenant dans quelles conditions on pourrait appliquer la 1re loi de Kirchhoff et nous traiterons immédiatement le cas général où les intensités alternatives sont quelconques, sinusoïdales ou non.

Considérons de nouveau les trois appareils M', M'' et M''' de la figure 6: nous savons qu'on a, entre les valeurs réelles instantanées des intensités:

$$i = i' + i'' + i'''. \tag{64}$$

Nous allons maintenant revenir à la décomposition habituelle des intensités, par rapport à la d. d. p. commune aux bornes e:

Nous aurons $e = E_1\sqrt{2}\sin(\omega t + \alpha_1) + E_3\sqrt{2}\sin(3\omega t + \alpha_3) + \cdots\cdots$ (65)

$$i = I_1\sqrt{2}\sin(\omega t + \alpha_1 + \varphi_1) + I_3\sqrt{2}\sin(3\omega t + \alpha_3 + \varphi_3) + \cdots\cdots \tag{66}$$

En général, la self-induction sera plus importante que la capacité et les angles $\varphi_1, \varphi_3 \ldots$ seront négatifs (décalage du courant en arrière de la d. d. p.).

L'intensité i se décompose en deux autres

$$i_\omega = I_1\sqrt{2}\cos\varphi_1\sin(\omega t + \alpha_1) + I_3\sqrt{2}\cos\varphi_3\sin(3\omega t + \alpha_3) + \cdots\cdots \tag{67}$$

$$i_m = I_1\sqrt{2}\sin\varphi_1\cos(\omega t + \alpha_1) + I_3\sqrt{2}\sin\varphi_3\cos(3\omega t + \alpha_3) + \cdots\cdots \tag{68}$$

et de même pour i', i'' et i'''.

Or, l'équation (64) devant être satisfaite pour toute valeur de t, on doit avoir séparément pour chaque harmonique (¹)

$$\left\{\begin{aligned} I_n\sqrt{2}\cos\varphi_n\sin(n\omega t + \alpha_n) + I_n\sqrt{2}\sin\varphi_n\cos(n\omega t + \alpha_n) \\ = (I'_n\sqrt{2}\cos\varphi'_n + I''_n\sqrt{2}\cos\varphi''_n + I'''_n\sqrt{2}\cos\varphi'''_n)\sin(n\omega t + \alpha_n) \\ + (I'_n\sqrt{2}\sin\varphi'_n + I''_n\sqrt{2}\sin\varphi''_n + I'''_n\sqrt{2}\sin\varphi'''_n)\cos(n\omega t + \alpha_n) \end{aligned}\right.$$

et, cette équation elle-même devant être satisfaite quelque soit t, on trouve que, pour $n\omega t + \alpha_n = \pi/2$ et $n\omega t + \alpha_n = 0$, elle donne:

$$I_n\sqrt{2}\cos\varphi_n = I'_n\sqrt{2}\cos\varphi'_n + I''_n\sqrt{2}\cos\varphi''_n + I'''_n\sqrt{2}\cos\varphi'''_n,$$

et $$I_n\sqrt{2}\sin\varphi_n = I'_n\sqrt{2}\sin\varphi'_n + I''_n\sqrt{2}\sin\varphi''_n + I'''_n\sqrt{2}\sin\varphi'''_n.$$

L'équation (69) se décompose donc en deux autres:

$$I_n\sqrt{2}\cos\varphi_n\sin(n\omega t + \alpha_n) = (I'_n\sqrt{2}\cos\varphi'_n + I''_n\sqrt{2}\cos\varphi''_n + I'''_n\sqrt{2}\cos\varphi'''_n)\sin(n\omega t + \alpha_n), \tag{70}$$

et $$I_n\sqrt{2}\sin\varphi_n\cos(n\omega t + \alpha_n) = (I'_n\sqrt{2}\sin\varphi'_n + I''_n\sqrt{2}\sin\varphi''_n + I'''_n\sqrt{2}\sin\varphi'''_n)\cos(n\omega t + \alpha_n). \tag{71}$$

(¹) Cette proposition est facile à démontrer.

En sommant, d'une part, toutes les équations (70) et, d'autre part, toutes les équations (71), on trouve

$$i_w = i'_w + i''_w + i'''_w, \tag{72}$$

$$i_m = i'_m + i''_m + i'''_m. \tag{73}$$

Donc, *que les intensités alternatives soient sinusoïdales ou non, la 1re loi de Kirchhoff s'applique séparément, d'une part, aux valeurs instantanées wattées des intensités et, d'autre part, aux valeurs instantanées magnétisantes des intensités.*

Voyons ce qui peut advenir pour les valeurs efficaces.

Nous avons, aux bornes A et B, fig. 6, en multipliant par e les deux membres de l'équation (64),

$$ei = ei' + ei'' + ei''',$$

ce qui était, d'ailleurs, évident *a priori* en vertu du principe de la conservation de l'énergie.

Intégrons cette dernière équation de o à T et divisons par T, nous aurons, d'après la définition du déphasage par l'équation (59),

$$EI\cos\varphi = EI'\cos\varphi' + EI''\cos\varphi'' + EI'''\cos\varphi''' \tag{74}$$

et les angles φ, φ', φ'' et φ''' sont les mêmes que ceux que nous obtiendrions, si, dans l'équation (59), nous employions les expressions de e et de i données par les relations (40) et (38) au lieu d'employer celles qui sont données par (65) et (66); car $EI\cos\varphi$ doit, dans chaque cas, représenter la puissance moyenne $\Sigma E_n I_n \cos\varphi_n$.

De (74) on déduit $$I\cos\varphi = I'\cos\varphi' + I''\cos\varphi'' + I'''\cos\varphi''' \tag{75}$$

ce qui peut s'écrire $$\mathfrak{I}_w = \mathfrak{I}'_w + \mathfrak{I}''_w + \mathfrak{I}'''_w$$

en désignant par $\mathfrak{I}_w$ *la composante wattée généralisée* de I, analogue à $\mathcal{E}_w$.

De même, nous désignerons par $\mathfrak{I}_m$ *la composante magnétisante généralisée* de I, c'est-à-dire $I\sin\varphi$.

On aura donc, par exemple, $\mathfrak{I}_w^2 + \mathfrak{I}_m^2 = I^2$.

De même pour I', I'' et I'''.

L'équation (75) ou (75 *bis*) montre que *la 1re loi de Kirchhoff s'applique aux composantes wattées généralisées des intensités, même si les intensités instantanées ne sont pas sinusoïdales.*

Nous allons voir qu'il n'en est pas toujours ainsi pour les composantes magnétisantes généralisées.

Considérons ce qu'il advient, au point de vue analytique, dans nos formules, lorsque, laissant toutes autres choses égales d'ailleurs, nous donnons à la d. d. p. e une avance θ (décalage), sur elle-même (¹), c'est-à-dire, lorsque nous remplaçons t par $t-\theta$ dans e seul et non dans i, i', i'', i'''. Les valeurs de I, I', I'', I''' ne changent pas et, dans l'équation (75), φ, φ', φ'', φ''' sont seuls fonctions de θ.

Prenons les dérivées des deux membres de (75), par rapport à θ, nous aurons

$$\mathfrak{I}_m \frac{d\varphi}{d\theta} = \mathfrak{I}'_m \frac{d\varphi'}{d\theta} + \mathfrak{I}''_m \frac{d\varphi''}{d\theta} + \mathfrak{I}'''_m \frac{d\varphi'''}{d\theta}; \tag{76}$$

on n'aura donc $$\mathfrak{I}_m = \mathfrak{I}'_m + \mathfrak{I}''_m + \mathfrak{I}'''_m \tag{77}$$

que si l'on a $$\frac{d\varphi}{d\theta} = \frac{d\varphi'}{d\theta} = \frac{d\varphi''}{d\theta} = \frac{d\varphi'''}{d\theta}.$$

Cherchons l'expression de $d\varphi/d\theta$, par exemple, et, pour cela, prenons les dérivées des deux membres de l'équation $EI\cos\varphi = \Sigma E_n I_n \cos\varphi_n$;

nous aurons $$EI\sin\varphi \frac{d\varphi}{d\theta} = \Sigma E_n I_n \sin\varphi_n \frac{d\varphi_n}{d\theta}.$$

(¹) L'emploi de cette variable indépendante θ a été heureusement utilisé par M. Swyngedauw.

Or, quand le décalage θ s'accroît de $d\theta$, le déphasage φ_n, entre les harmoniques de rang n, de e et de i, s'accroît de $d\varphi_n = n\omega\theta$; on a donc finalement :

$$\frac{d\varphi}{d\theta} = \omega \frac{\Sigma n E_n I_n \sin \varphi_n}{EI \sin \varphi}, \qquad \text{et aussi} \qquad \frac{d\varphi'}{d\theta} = \omega \frac{\Sigma n E_n I'_n \sin \varphi'_n}{EI' \sin \varphi'};$$

et de même pour $d\varphi''/d\theta$ et $d\varphi'''/d\theta$. On voit que les valeurs de ces quatre dérivées sont de simples paramètres, indépendants de la variable arbitraire θ.

Lorsque la d. d. p. e et les intensités i, i', i'', i''' sont sinusoïdales, les quatre paramètres précédents sont égaux à ω et l'équation (77) est satisfaite. Comme, d'ailleurs, les composantes magnétisantes généralisées $\mathfrak{I}_m$, $\mathfrak{I}'_m$, $\mathfrak{I}''_m$, $\mathfrak{I}'''_m$ se confondent, dans ce cas, avec les valeurs efficaces I_m, I'_m, I''_m, I'''_m des intensités magnétisantes, on a

$$I_m = I'_m + I''_m + I'''_m. \qquad (77\ bis)$$

Donc, *la 1re loi de Kirchhoff s'applique aux valeurs efficaces des intensités magnétisantes, quand les intensités réelles et la d. d. p. sont sinusoïdales.* Ce qui d'ailleurs, peut facilement être démontré directement.

Dans le cas où la d. d. p. e et les intensités i, i', i'' et i''' ne sont pas sinusoïdales, la 1re loi de Kirchhoff ne peut être appliquée aux composantes magnétisantes généralisées des intensités, que si les quatre paramètres $\frac{d\varphi}{d\theta}$, $\frac{d\varphi'}{d\theta}$, $\frac{d\varphi''}{d\theta}$, $\frac{d\varphi'''}{d\theta}$ sont égaux.

Or, chacun de ces paramètres dépend : 1° de la forme de l'intensité à laquelle il correspond ; 2° de la forme de la d. d. p. appliquée ; 3° du décalage entre les zéros de cette intensité et de cette d. d. p. Il est donc difficile de rechercher théoriquement dans quels cas ils pourront être tous égaux ou si peu différents qu'on puisse, sans erreur sensible, appliquer la 1re loi de Kirchhoff aux composantes magnétisantes généralisées des intensités. L'expérience peut seule trancher la question.

(A suivre.) A. NOUGUIER.

CHEMIN DE FER ÉLECTRIQUE DES BORDS DU RHIN

Depuis le commencement de l'année 1906, on a ouvert à l'exploitation une grande partie d'une ligne électrique reliant Bonn à Cologne, sur la rive gauche du Rhin. Cette ligne présente un réel intérêt par le fait que le système de traction employé marque une tendance nouvelle et ouvre l'ère d'une série d'expériences qui seront effectuées sous peu en Allemagne et en Suisse pour l'application à la traction de courant continu à haute tension.

La longueur totale de la voie atteint 28km,3 : celle-ci se rattache, à Cologne et à Bonn, aux voies de tramways existantes qui desservent l'intérieur de ces deux villes et sont exploitées au moyen de courant continu à 550 volts. La ligne dessert Buschdorf, Hersel, Widding, Urfeld, Wesseling, point d'embranchement futur, Godorf, Sürth et Roden-Kirchen à partir d'où, elle suit, jusqu'au centre de la ville de Cologne, les quais qui bordent le Rhin. Entre Godorf et Wesseling, en un point où la ligne longe le Rhin et où se raccorde un embranchement aboutissant aux régions minières qui avoisinent la ville de Brühl, on a construit des quais d'embarquement pour le chargement des briquettes de tourbe et de lignite sur les bateaux qui suivent le cours du Rhin. A Wesseling, où se trouve à peu près le centre de gravité du réseau, on a établi une usine génératrice et des ateliers de réparation,

ainsi que les voies de garage et les remises nécessaires. Toutes les gares ont été munies de larges quais de déchargement, en prévision d'un trafic de marchandises considérable.

La voie est double sur la majeure partie du trajet : un petit nombre de tronçons qui longent des routes sont seuls à voie unique. La superstructure de la voie a été établie en prévision d'une pression des roues de 7000 kilogrammes. Tous les dispositifs de block-signaux et de sécurité pour le public en usage sur les grandes lignes de chemins de fer ont été employés afin de permettre l'adoption de vitesses élevées, atteignant 80 kilomètres à l'heure. Le service doit être assuré par des trains électriques de quatre voitures contenant 250 personnes et se succédant toutes les demi-heures.

Étant données les conditions particulières de l'exploitation de cette ligne (faible longueur et raccordement à deux lignes de tramways exploitées au moyen de courant continu à 550 volts), trois projets seulement se sont trouvés en présence : un projet de l'Allgemeine Elektricitäts Gesellschaft avec courant monophasé à 6 000 volts en rase campagne et courant continu à 550 volts dans les villes (moteurs Winter-Eichberg) ; un second projet de l'Allgemeine avec courant continu à 800 volts à l'extérieur et courant continu à 550 volts à l'intérieur des villes ; et enfin un projet de Siemens-Schuckert avec courant continu à 1 000 volts environ en rase campagne et à 550 volts dans les villes. Le projet à courant monophasé de l'Allgemeine Elektricitäts Gesellschaft fut rejeté comme conduisant à des poids trop élevés des véhicules automoteurs, par suite de l'emploi d'un transformateur abaisseur de tension sur chacun d'eux, et à une complication inutile de l'équipement par suite de la nécessité de marcher tantôt sur courant alternatif et tantôt sur courant continu : l'emploi d'une haute tension était inutile, étant donnée la faible longueur de la voie, et, en outre, l'adoption de courant alternatif interdisait l'emploi de batteries-tampon qui, dans le cas présent, étaient susceptibles de rendre de bons services, en évitant l'installation d'un matériel de réserve important. Le projet à courant continu à 990 volts de la société Siemens-Schuckert fut adopté, comme permettant une exploitation rationnelle de la ligne avec une usine génératrice placée au point central de Wesseling.

Le courant est amené aux automotrices par un double fil aérien à suspension caténaire soutenu par des poteaux métalliques à double console, nettement visibles sur la figure 1. Chacun des deux fils, en cuivre dur étiré, a une section de 80 millimètres carrés : la hauteur au-dessus des rails de roulement est maintenue aussi uniforme que possible, grâce à l'emploi de la suspension caténaire à câble d'acier. Les deux fils sont reliés ensemble par des pièces rigides auxquelles sont fixées les attaches en acier aboutissant au câble de suspension. Celui-ci repose par des isolateurs sur la partie supérieure des consoles cintrées : les poteaux sont distants de 50 mètres environ dans les alignements droits et sont un peu plus rapprochés dans les courbes. L'isolement est partout double, et le câble aussi bien que les fils de travail sont séparés de la masse par deux isolateurs en porcelaine et ébonite en série. Aux extrémités de la ligne à 990 volts, on a disposé des tronçons isolés qui empêchent toute communication électrique entre elle et les lignes de l'intérieur des villes. Le retour du courant s'effectue par les rails qui, à cet effet, sont munis d'éclisses en cuivre de 75 millimètres carrés placées deux par deux à chaque joint. Tous les cent mètres, les rails sont reliés entre eux par une connexion transversale en cuivre. Les lignes électriques servant aux signaux ou aux communications télégraphiques et téléphoniques sont rassemblées dans des câbles souterrains, de façon à éviter toute perturbation due aux variations du courant de traction.

Au point de vue de son alimentation, la ligne est divisée en trois tronçons, en dehors des villes de Cologne et de Bonn, où l'énergie électrique nécessaire est empruntée directement,

sous forme de courant continu à 550 volts, aux usines génératrices locales. Le premier tronçon, compris entre Marienbourg et Sürth est alimenté à Sürth par un feeder venant de l'usine génératrice de Wesseling et par une batterie d'accumulateurs de 330 ampère-heures au régime de décharge en une heure. La chute de tension dans le feeder est compensée par un survolteur qui peut relever de 150 volts la tension à l'arrivée. Le deuxième tronçon, entre Sürth et Hersel, est alimenté directement par l'usine génératrice et par la batterie d'accumulateurs que celle-ci contient. Le troisième tronçon, de Hersel à Bonn, est alimenté par un feeder aboutissant à Hersel et par une batterie d'accumulateurs placée en ce point avec un survolteur.

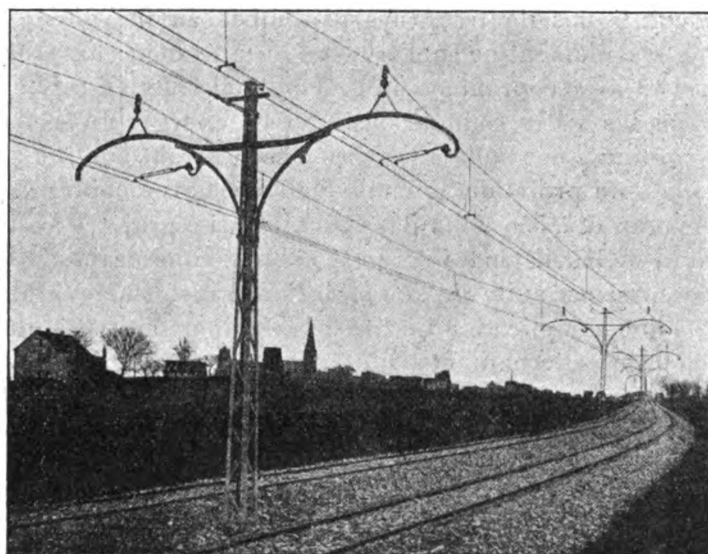


Fig. 1. — Équipement électrique de la voie.

L'usine génératrice, placée à Wesseling, contient deux groupes électrogènes de 350 kilowatts formés chacun d'une machine à vapeur compound-tandem entraînant directement l'induit d'une dynamo à courant continu à 1 000 volts muni d'un volant. En outre, il y a deux survolteurs pour les feeders et un survolteur Pirani desservant la batterie qui fonctionne en parallèle avec les générateurs et permettant de charger à fond cette batterie en fin de service. Le survolteur Pirani comprend un induit en série avec la batterie et deux enroulements inducteurs, l'un à fil fin, l'autre à gros fil. Le premier est excité par la batterie d'accumulateurs aux bornes de laquelle il est relié en dérivation : le second enroulement est parcouru par le courant total absorbé par le réseau. Les deux enroulements ont une action différentielle et sont établis de telle façon que, quand le générateur fournit exactement le courant absorbé, l'induit du survolteur ne produit aucune différence de potentiel. Quand la demande de courant devient supérieure à la capacité du générateur, l'enroulement série l'emporte et le survolteur produit une différence de potentiel qui s'ajoute à celle des accumulateurs ; quand au contraire la demande de courant est inférieure au courant normal produit par le générateur, l'enroulement shunt devient prépondérant, et le survolteur produit une différence de potentiel qui s'ajoute à celle du générateur pour charger la batterie. Les enroulements inducteurs sont proportionnés de telle manière que le courant débité par la dynamo génératrice reste constant et, avec lui, la différence de potentiel aux bornes du

tableau. La vapeur nécessaire aux deux groupes électrogènes est fournie par trois chaudières munies d'un économiseur et d'un épurateur. Ces chaudières brûlent des briquettes de lignite amenées directement à la chaufferie par une voie surélevée et déchargées mécaniquement. L'alimentation automatique des foyers est du système Topf. Une chaîne à godets assure l'enlèvement des cendres.

Le matériel roulant employé comprend cinq locomoteurs pour les trains de marchandises et dix automotrices, avec dix remorques, pour les trains de voyageurs. Ces automotrices sont à bogies et contiennent 57 personnes (28 en 1re classe et 29 en 2e classe). Les voitures de remorque comprennent des compartiments de 3e, de 2e et de 1re classe, ainsi que des compartiments pour la poste. Elles contiennent 72 voyageurs. Un train comprend en général deux automotrices et deux voitures de remorque, et transporte par conséquent 258 personnes. Toutes les voitures sont munies de freins à air Westinghouse : l'air comprimé nécessaire pour le fonctionnement de ces freins est fourni par un compresseur électrique placé sur chaque automotrice.

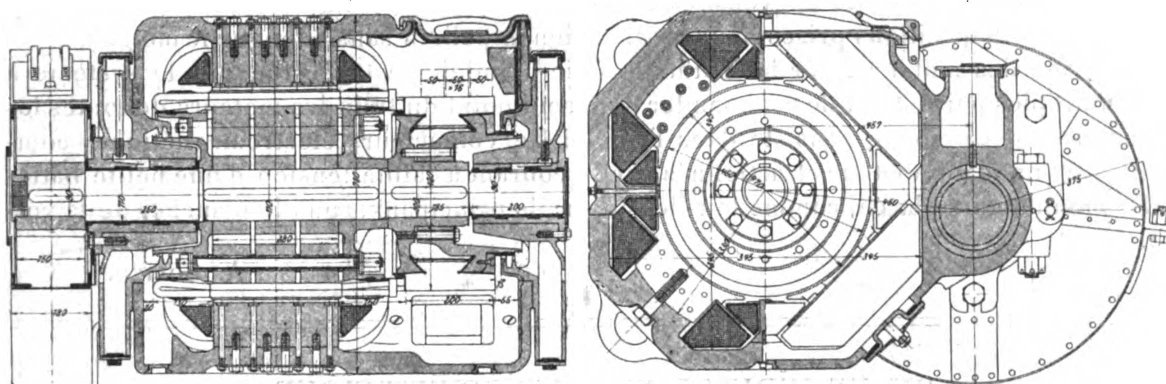


Fig. 2 et 3. — Moteur de 130 chevaux à 990 volts.

L'équipement électrique de chaque motrice comprend deux moteurs de 130 chevaux sous 990 volts tournant à une vitesse de rotation de 700 tours par minute. Chaque moteur attaque un essieu d'un des bogies par un train d'engrenages dont le rapport de démultiplication est 1/3,1. Le diamètre des roues est de 950 millimètres et la largeur des voies de 1m,435. Les deux moteurs peuvent entraîner, à une vitesse de 70 kilomètres à l'heure, une automotrice et une voiture de remorque pesant ensemble 54 tonnes.

L'un des moteurs est représenté par les figures 2 et 3 : ses dimensions extérieures sont 780 × 780 × 1055 millimètres. Comme on le voit, il est tétrapolaire avec pôles auxiliaires assurant une commutation sans étincelles dans toutes les conditions et à toutes les charges. Chaque pôle principal est formé d'une amorce en acier coulé venue de fonderie avec la carcasse et alésée, sur laquelle est rapporté un pôle en tôles découpées et assemblées de 95 millimètres de hauteur radiale maintenu par trois vis. Les cornes polaires sont très développées et les zones neutres sont étroites. Dans l'axe de chaque zone neutre est placé un pôle de commutation massif, en acier coulé, rapporté sur la culasse et maintenu par des vis et des boulons. Pour éviter les courants de Foucault, on a muni ces pôles de fentes dirigées vers le centre. Les bobines inductrices série des pôles principaux et des pôles auxiliaires ont une forme pyramidale qui permet, comme le montre la figure 2, une utilisation complète et rationnelle de l'espace disponible. L'isolement entre les bobines et la masse a été large-

ment prévu et ne laisse rien à désirer au point de vue de la sécurité. Le diamètre d'alésage des inducteurs est de 470 millimètres.

La valeur de l'entrefer simple est de 5 millimètres. Le noyau induit a un diamètre extérieur de 460 millimètres et une longueur de 280 millimètres : il est serré entre deux flasques d'appui dont les parties périphériques supportent les extrémités des bobines induites. Celles-ci sont en cuivre plat et forment un enroulement ondulé : elles sont placées dans des encoches ouvertes et maintenues en place par des réglettes en bois paraffiné. Le collecteur a une longueur de 200 millimètres et un diamètre de 420 millimètres : le courant est amené par deux lignes de trois balais en charbon de 50 × 13 millimètres chacun, calées à 90° l'une de l'autre : les tiges porte-balais sont supportées par la flasque des moteurs, et ceux-ci sont facilement accessibles par une large ouverture percée dans la carcasse et fermée par un couvercle.

L'arbre du moteur a 110 millimètres de diamètre au clavetage de l'induit, 100 millimètres au clavetage du collecteur, 110 et 90 millimètres dans les paliers dont les portées sont 250 et 200 millimètres (côté engrenages et côté collecteur). La figure 2 montre nettement les heureuses dispositions prises pour loger de longs paliers sans allonger le moteur.

Le réglage des moteurs, par la méthode série-parallèle, est effectué par le système à unités multiples permettant de commander d'un seul point du train les moteurs de toutes les automotrices. Ce système consiste dans l'emploi de contacteurs électromagnétiques commandés par un manipulateur et actionnés par le courant à faible tension d'une petite batterie d'accumulateurs placée, comme tous les appareils principaux, sous le plancher de la voiture.

A. Solier.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

***Sur l'effet Thomson dans le fer, le cuivre, l'argent et le constantan.* — Lecher.** — *Drudes Annalen*, avril 1906.

Quand il existe dans un métal une chute de température, un courant traversant ce métal produit, comme l'on sait, en plus de l'effet Joule, un travail calorifique proportionnel à la première puissance de l'intensité. Ce fait, découvert par W. Thomson, a donné lieu à de nombreuses mesures. On admet en général avec Tait que l'effet Thomson est directement proportionnel à la température absolue et à la chute de température.

L'auteur a étudié les variations de l'effet Thomson avec la température pour quelques métaux. Un four électrique O de Heraus (diamètre intérieur, 4 centimètres ; longueur, 30 centimètres) servait à l'échauffement. Le métal à étudier était employé sous forme de fils de 4 à 5 millimètres de diamètre et de 150 centimètres de longueur environ : deux de ces fils *ab* et *a'b'* (fig. 1) traversaient le four électrique et

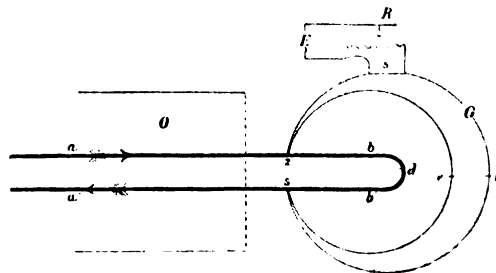


Fig. 1.

étaient isolés l'un de l'autre ; ils étaient entourés d'amiante ou de porcelaine réfractaire. En trois points distants de 1 centimètre pris sur chacun des deux fils étaient soudés deux fils minces de 0mm,5 en cuivre et en constantan. Les extrémités de ces six thermo-éléments aboutis-

saient à des godets à mercure et chacun d'eux pouvait être relié à un galvanomètre à bobine mobile ; cet appareil, étalonné dans ce but, donnait la température en ces points et la chute de température. L'étalon employé était un thermo-élément au platine —, platine rhodié étalonné à l'institut physico-chimique. Les thermo-éléments intermédiaires 2 et 5 placés sur les fils *ab* et et *a'b'* (fig. 1) étaient, en outre, employés pour la mesure de l'effet Thomson. Pour cela, on se servait d'un commutateur spécial qui établissait le contact soit en *c* et *d*, soit en *e* et *f*. Par suite, ou bien il passait un courant de la batterie (courant principal) par *abdb'a'c*, ou bien il passait un courant thermo-électrique de 2 par *e* vers 5 et par *f* à travers le galvanomètre *g* de Du Bois-Rubens. La manœuvre de ce commutateur était effectuée très rapidement par un ressort.

Par exemple, le courant principal (20 à 35 ampères) passait pendant 30 secondes dans la direction *ab* et *b'a'*, c'est-à-dire dans le sens de la chute de température pour le premier fil, et en sens contraire pour le second. L'effet Joule et l'effet Thomson se produisaient alors en 2 et 5. En reliant ces deux thermo-éléments en sens opposés l'un de l'autre sur le galvanomètre, on obtenait la compensation de l'effet Joule et l'addition de l'effet Thomson aux deux points. La déviation lue au galvanomètre devait donc être proportionnelle au double de l'effet Thomson.

L'effet Joule pouvant n'être pas exactement le même dans les deux fils, on renversait le sens du courant principal et la somme des deux déviations donnait le quadruple de l'effet Thomson (5e colonne des tableaux).

Pour obtenir la valeur absolue de cet effet, on faisait passer pendant 30 secondes le courant dans les fils à la température ambiante et on notait la déviation produite par les deux effets Joule totalisés. En calculant ensuite l'effet Joule d'après les dimensions du fil, sa résistance et l'intensité de courant, on obtenait un facteur de réduction du galvanomètre pour la mesure absolue.

Il est impossible d'amener les points 2 et 5 exactement à la même température, de telle façon que leurs forces thermo-électriques se compensent exactement dans le galvanomètre. C'est cependant la condition fondamentale de l'expérience. Si, sans faire passer le courant principal, c'est-à-dire sans produire ni effet Joule, ni effet Thomson, on manœuvre le commutateur, le galvanomètre doit rester immobile. Pour cela, on ajoute sur le circuit *s*, d'un demi-ohm environ de résistance, un élément auxiliaire E fermé sur un rhéostat réglable R, qui introduit dans le circuit une très petite différence de potentiel auxiliaire compensatrice. En déplaçant le contact du rhéostat R, on arrive toujours facilement, même aux températures élevées, à amener le galvanomètre au zéro.

La fonction qui relie, pour une température déterminée, l'effet Thomson à la chute de température doit être continue : pour une chute nulle, l'effet Thomson doit être nul : par suite, pour une faible chute, l'effet Thomson doit certainement être proportionnel à cette chute elle-même. C'est pourquoi l'on a opéré, dans toutes les expériences, avec des chutes aussi faibles que possible.

Effet Thomson dans le fer. — Le tableau I donne les résultats obtenus : la deuxième et la troisième colonne indiquent la moyenne de quatre lectures ; la quatrième et la cinquième colonne indiquent la moyenne de 20 lectures. Les chiffres de la colonne 5 correspondent au quadruple de l'effet Thomson en centimètres de l'échelle du galvanomètre. La sixième colonne indique cette déviation, calculée pour l'effet Thomson simple, pour 1° de différence de température, et pour 1 ampère.

TABLEAU I

Déviation Joule	Température en degrés	Chute par centimètre	Intensité du courant en ampères	Effet Thomson — Galvanomètre — Somme des déviations	Effet Thomson — Galvanomètre — Déviations réduites	Effet Thomson — Valeur absolue en 10^{-6} calories-gramme
0,04085	91	10,03	32,74	7,06	0,005388	3,22
0,04085	132	16,89	32,43	13,69	0,006250	3,73
0,04085	161	21,59	32,28	18,39	0,006555	3,92
0,04174	204	29,61	32,15	25,51	0,006700	3,92
0,04174	236	34,34	32,17	28,95	0,006565	3,84
0,04050	270	38,16	31,85	30,90	0,006355	3,83
0,04085	314	74,29	31,40	31,79	0,005352	3,19
0,04174	333	50,21	31,50	31,70	0,005010	2,93
0,04174	393	60,79	31,02	25,50	0,003387	1,98
0,04254	441	69,83	30,78	15,96	0,001854	1,06

La courbe tracée d'après ces résultats au

moyen de la méthode des moindres carrés répond à l'équation suivante, qui donne l'effet Thomson, c'est-à-dire la quantité de chaleur développée par un courant de 1 ampère passant d'une section à une section voisine dont la température est plus basse de 1°.

$$\sigma = -[1{,}860 + 0{,}02057t - 0{,}000005120t^2]\ 10^{-6}\ \text{calories-gr. par coulomb.}$$

En ce qui concerne la grandeur de l'effet, l'auteur trouve pour 52° une valeur de $27{,}8 \cdot 10^{-7}$ calories-gramme par coulomb, valeur très voisine de celle trouvée par Hall avec une méthode tout à fait différente.

Effet Thomson dans le cuivre. — Le tableau II donne les résultats finaux. La courbe obtenue est sensiblement une droite répondant à l'équation : $+[3{,}28 + 0{,}00340t]\ 10^{-7}$.

Pour le cuivre, on ne peut pas négliger la correction due à la variation de chaleur spécifique avec la température.

Cette correction se fait avec l'aide de l'équation : $c_t = 0{,}0910 + 2 \cdot 0{,}0000023t$.

En introduisant ce résultat, on obtient finalement :

$$\sigma = +[3{,}01 + 0{,}00662t]\ 10^{-7}\ \text{calories-gr. par coulomb.}$$

TABLEAU II

DOUBLE de la déviation joule	TEMPÉRATURE en degrés	CHUTE par centimètre	INTENSITÉ du courant en ampères	EFFET THOMSON — Galvanomètre: Somme des déviations.	Déviations réduites.	Valeur absolue en $+10^{-7}$ calories-gramme.
0,0117	252	21,06	33,78	2,22	0,000790	4,14
0,0125	331	27,79	33,18	3,37	0,000914	4,50
0,0117	415	37,63	33,70	4,45	0,000877	4,62
0,0119	517	46,35	33,62	6,03	0,000971	5,02
0,0125	552	51,89	33,43	7,26	0,001048	5,16
0,0125	678	64,26	33,00	9,62	0,001136	5,60

Effet Thomson dans l'argent. — Le tableau III résume les résultats obtenus. La courbe correspondante est une droite qui répond à l'équation : $7{,}60 + 0{,}00527t$.

En corrigeant pour la chaleur spécifique, d'après l'équation donnée par Pionchon :

$$c_t = 5{,}738 \cdot 10^{-2} + 88 \cdot 10^{-7}t + 180 \cdot 10^{-10}t^2,$$

on obtient $\sigma = +[7{,}363 + 0{,}00887t]\ 10^{-7}$ calories-gr. par coulomb.

TABLEAU III

DOUBLE de la déviation joule	TEMPÉRATURE en degrés	CHUTE par centimètre	INTENSITÉ du courant en ampères	EFFET THOMSON — Galvanomètre: Somme des déviations.	Déviations réduites.	Valeur absolue en $+10^{-7}$ calories-gramme.
0,0127	123	6,03	33,87	1,54	0,00188	7,84
0,0126	168	8,06	34,04	2,24	0,00204	8,49
0,0127	204	10,40	34,60	3,03	0,00221	8,73
0,0127	240	12,34	33,86	3,47	0,00205	8,63
0,0126	297	15,66	33,88	4,84	0,00228	9,49
0,0127	307	16,56	33,10	4,94	0,00226	9,36
0,0126	344	19,39	33,81	5,73	0,00218	9,13
0,0126	398	22,72	34,52	7,50	0,00239	9,99
0,0127	402	22,47	33,72	7,12	0,00235	9,76
0,0127	423	25,18	33,09	7,94	0,00238	9,89
0,0127	525	31,60	32,33	9,83	0,00240	9,99

Effet Thomson dans le constantan. — Le tableau IV indique les résultats obtenus. La courbe répond à l'équation :

$$\sigma = -[4{,}73 + 6{,}10 \cdot 10^{-3}t - 2{,}40 \cdot 10^{-5}t^2]\ 10^{-6}\ \text{calories-gr. par coulomb.}$$

La variation de chaleur spécifique n'a pu être prise en considération, car elle n'a encore jamais été déterminée. Cette correction est certainement faible, comme pour le fer.

TABLEAU IV

DOUBLE de la déviation joule	TEMPÉRATURE en degrés	CHUTE par centimètre	INTENSITÉ du courant en ampères	EFFET THOMSON — Galvanomètre: Somme des déviations.	Déviations réduites.	Valeur absolue en -10^{-6} calories-gramme.
0,133	87	11,21	30,07	7,78	0,00577	5,23
0,140	111	16,45	30,25	11,78	0,00591	5,08
0,136	130	19,35	29,93	13,27	0,00572	5,06
0,136	169	26,53	29,86	17,56	0,00554	4,90
0,136	225	34,36	30,28	21,86	0,00525	4,64
0,133	285	42,84	25,33	20,41	0,00471	4,72
0,136	318	46,91	30,19	25,43	0,00449	3,97
0,140	426	60,29	29,88	25,22	0,00350	3,01
0,141	481	66,84	30,13	22,74	0,00282	2,42

La conclusion de ces mesures est que la relation entre l'effet Thomson et la température est donnée par des courbes du deuxième degré pour le fer et le constantan, et par des courbes du premier degré pour le cuivre et l'argent. R.V.

Polarisation des rayons Röntgen secondaires. — **Barkla.** — *Royal Society*, 6 mars 1906.

L'auteur a étudié la polarisation des rayons Röntgen secondaires en employant du charbon comme radiateur secondaire et tertiaire. Une plaque carrée épaisse de charbon était placée à proximité d'un tube de Crookes et était soumise à un faisceau primaire d'intensité considérable. Elle était ainsi la source d'une radiation secondaire dont l'énergie totale représentait une grande partie de l'énergie incidente. On étudiait un faisceau de cette radiation secondaire, agissant dans une direction perpendiculaire à la direction de propagation de la radiation primaire. Dans ce faisceau secondaire était placée une seconde plaque de charbon et l'on observait, au moyen d'un électroscope, les intensités de la radiation tertiaire agissant dans deux directions perpendiculaires à la direction de propagation du faisceau secondaire : ces observations étaient répétées pour différentes positions du tube de Crookes produisant les rayons primaires. L'auteur a trouvé que l'intensité de la radiation tertiaire atteint un maximum quand la direction de propagation du faisceau primaire et du faisceau secondaire sont parallèles, et un minimum quand ces directions sont rectangulaires : ce fait prouve que la radiation secondaire produite par le charbon dans une direction perpendiculaire à la direction de propagation est polarisée. Cette polarisation est considérable en comparaison de celle trouvée dans le faisceau primaire direct et montre que le faisceau secondaire est presque entièrement polarisé.

R. R.

Effet de la chaleur sur l'émanation du radium. — **Makower.** — *Royal Society*, 6 mars 1906.

Curie et Danne ont montré que la vitesse de décomposition du radium C peut être modifiée si l'on soumet ce corps à une température de 630°. D'autre part, Bronson a indiqué qu'un échauffement aux températures comprises entre 700 et 1 100 degrés est sans effet. L'auteur a étudié l'influence de la température sur l'activité de l'émanation du radium quand il y a équilibre radio-actif entre le radium A B et C et quand le corps est enfermé dans un tube de quartz de façon à ne pouvoir émettre aucun produit volatil. Les résultats montrent nettement que l'activité, mesurée par les rayons β et γ, peut varier aux températures élevées, les effets observés concordant avec l'explication de Curie et Danne d'après laquelle la vitesse de désintégration du radium C est diminuée aux températures élevées. Cet effet augmente avec la valeur de la température jusqu'à 1 200° et avec la durée de l'action de la chaleur.

R. R.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Étude du projet d'une génératrice de 500 kilowatts *(fin)* (1). — **Breslauer.** — *The Electrician*, 23 mars 1906.

Dispositifs spéciaux propres à assurer une bonne commutation. — Le fonctionnement satisfaisant de la génératrice, malgré ces mauvaises conditions apparentes, doit être attribué en premier lieu à la forme des cornes polaires qu'indique la figure 2. La valeur de l'entrefer varie entre 5 et 9 millimètres et un champ de commutation intense est créé au point où le court-circuit se produit. L'effet de ce dispositif est de prévenir un flux de distorsion en créant à vide une distorsion artificielle opposée qui est complètement compensée à pleine charge ou en surcharge, comme l'on veut. Si, par exemple, des ampère-tours de distorsion de l'induit ont approximativement la même valeur que les ampère-tours pour l'air, la denture et le noyau, on doit donner à l'entrefer sous la corne arrière du pôle une valeur moitié moins grande que sous la corne avant. Elle produit le même effet que si l'on doublait, à vide, le flux sous la corne d'arrière. En charge, la moitié de ces ampère-tours est équilibrée, et le flux résultant est normal et est exactement le même que si l'entrefer était uniforme sur toute la périphérie de la face polaire. Dans le cas dont il s'agit, ce rapport est égal à 4/9 et suffit à assurer, même en surcharge, un flux de commutation intense. Pour utiliser convenablement ce flux de commutation, il faut déplacer fortement les balais dans le sens de rotation : le décalage doit, d'autre part, produire des crachements à vide si la f. é. m. induite par le flux de commutation est trop considérable. Pour diminuer l'intensité du courant produit à vide par cette f. é. m., on a employé des jonc-

(1) Voir *Eclairage Electrique*, tome XLVII, 28 avril 1906, p. 142.

tions résistantes au collecteur. Ces jonctions, formées de bandes de manganin de 100 millimètres de longueur et de $0,8 \times 30$ millimètres de section, présentent chacune une résistance de $0,1625 \times 10^{-2}$ ohm. Chaque bobine étant court-circuitée par deux de ces résistances et par les balais, et ayant elle-même une résistance de $0,12 \times 10^{-2}$, la résistance du circuit total est de $0,45 . 10^{-2}$, c'est-à-dire quadruplée. Les pertes produites par ces résistances additionnelles sont tout à fait négligeables. La résistance d'une bande est de $1,63 . 10^{-3}$ ohm : chaque balai couvrant, au minimum, trois lames, il y a, pour les cinq lignes de balais, quinze jonctions résistantes en parallèle. La résistance totale de pôle à pôle est donc de $2 . \frac{1,63 . 10^{-3}}{15} = 0,216 . 10^{-3}$ ohm, et les pertes additionnelles qui en résultent à pleine charge de 910 ampères s'élèvent à 180 watts seulement, ou 0,03 pour 100 de la puissance totale.

Il y a lieu, en outre, de noter que les balais sont d'un type nouveau, établis par la compagnie Morgan Crucible [1] et constitués par de la « morganite ».

Pertes et rendement. — Le rendement fut déterminé expérimentalement, dans un essai fait avec un moteur étalonné tournant à une vitesse de rotation de 360 tours par minute.

La courbe des pertes dans le fer en kilowatts en fonction du flux répond à l'équation :

$$\text{Pertes} = 8,8\, N^{1,6} z + 0,0156\, N^2 z^2,$$

en appelant N le flux en 10^6 unités et z le nombre d'alternances : le premier terme représente les pertes par hystérésis et le second terme les pertes par courants de Foucault.

Avec un flux de $9,75 . 10^6$ correspondant à 550 volts et à 300 tours par minute, on obtient comme valeur des pertes totales dans le fer 20 500 watts, dont 16 800 watts pour l'hystérésis et 3 700 watts pour les courants de Foucault. Les pertes à vide sont plus élevées qu'en charge, à cause de la distorsion du flux artificiellement produite. En supposant que la valeur de ces pertes diminue de 5 pour 100 en charge, on obtient comme pertes constantes 19 500 watts pour le fer, 4 200 watts pour l'excitation (7,5 ampères), 1 800 watts pour les frottements sur le collecteur, soit 25 500 watts au total pour les pertes constantes. Quant aux pertes variables, elles s'élèvent à 7 360 watts pour les pertes Joule dans le cuivre de l'induit, et à 1,820 watts dans les balais. Le total général des pertes est donc 34 680 watts ; la puissance produite est 500 000 watts ; la puissance absorbée 537 680 watts ; le rendement est donc de 94 °/₀ à pleine charge et de 94,2 °/₀ à la charge de 600 kilowatts.

Après six heures de marche à pleine charge (910 ampères sous 550 volts), la température s'était élevée de 29° pour l'induit, 32° pour le collecteur et 28° pour les inducteurs. Après une surcharge de 20 °/₀ pendant deux heures, les élévations de température ont atteint 35,5° pour l'induit, 34,5° pour le collecteur et 29° pour les inducteurs.

Les pertes totales dans l'induit (fer et cuivre des conducteurs) s'élèvent à 27 000 watts. La surface de rayonnement, supposée égale à la surface totale des tôles s'élève à 570 décimètres carrés, déduction faite des couronnes de ventilation. On a donc $27\,000/570 = 48,5$ watts par décimètre carré. Pour une vitesse périphérique v de 22 mètres par seconde, la formule ordinaire de l'élévation de température donnerait

$$t = \frac{3,3 \times \text{watts} / \text{dcm}^2}{1 + 0,1\, v} = \frac{3,3 . 48,5}{3,2} = 50^\circ$$

au lieu de 32°, valeur observée expérimentalement. Cet exemple montre l'influence des couronnes de ventilation dont il n'a pas été tenu compte dans l'évaluation ci-dessus.

Le diamètre du collecteur est de 1 040 millimètres ; sa longueur utile est de 304 millimètres et sa vitesse périphérique s'élève à $16^m,30$ par seconde. En admettant une chute de 2 volts pour la résistance des balais, on obtient, pour une intensité de courant de 910 ampères, une perte de 1 820 watts, qui, avec la perte due au frottement, donne un total de 3 620 watts. La surface de refroidissement étant de 116 décimètres carrés, on a 40 watts par décimètre carré et, d'après la formule, l'élévation de température devrait être de 50°. La valeur observée est de 28°, ce qui montre que le coefficient 3,3 de la formule n'est pas applicable lorsqu'il s'agit du collecteur : le coefficient 1,5 — 1,8 indiqué par Fischer-Hinnen est plus près de la vérité.

Les bobines inductrices présentent un intérêt

[1] Voir *Eclairage Electrique*, tome XLVI, 10 février 1906, p. LXXII.

particulier au point de vue de l'échauffement. L'épaisseur de ces bobines est de 70 millimètres, tandis que le chiffre de 60 millimètres est généralement considéré comme une limite. L'intensité du courant d'excitation étant de 7,5 ampères, sous 470 volts en moyenne, les pertes dans les inducteurs s'élèvent à 3520 watts. La surface des dix bobines shunt est de 250 décimètres carrés ; chacune d'elles est formée de 1470 tours d'un fil de 5,8 millimètres carrés. La perte par décimètre carré est de 14 watts et, si l'on suppose que l'effet de ventilation est seulement la moitié de celui produit dans l'induit, on doit s'attendre à une élévation de température

de $\frac{3,3 \quad 14}{1 + 0,05\, v} = \frac{3,3\,.\,14}{1,55} = 30^{\circ}.$

L'élévation de température est de 28° si l'on s'en rapporte à la mesure au thermomètre et à 37,5° si l'on s'en rapporte à la mesure de l'augmentation de résistance électrique.

Détails de construction mécanique. — Les détails de construction sont visibles sur les figures 1 et 2. La culasse est en fonte, les noyaux polaires sont en acier coulé, et les masses polaires en tôles assemblées. La place a été ménagée pour un enroulement série, afin de pouvoir compounder la machine. La section des noyaux polaires est de 730 centimètres carrés et l'induction est de 15,400.

Matériaux actifs. — Les matériaux actifs se répartissent de la façon suivante :

Tôles d'induit.	1 376 kgr.
Fonte.	2 360 —
Masses polaires.	122 —
Noyaux —	1 510 —
Poids total du fer. . . .	5 368 —
Cuivre de l'induit.	240 —
Cuivre de l'enroulement shunt. .	830 —
Poids total du cuivre. . .	1 070 —
Poids total de matériaux actifs.	6 438 kgr.

La machine ayant une puissance par tour de 500 000/300 = 1667 watts, il y a $3^{kgr},2$ de fer actif et $0^{kgr},64$ de cuivre actif, ou au total $3^{kgr},8$ de matériaux actifs par watt par tour.

On peut comparer ces résultats avec ceux de machines analogues, c'est-à-dire produisant le même nombre de watts par tour, empruntés aux ouvrages de Parshall et Hobart ou d'Arnold. Cette comparaison est résumée dans le tableau suivant :

	PARSHALL et HOBART		MACHINE de L'AUTEUR	ARNOLD	
Watts par tour.	780	1 480	1 667	400	5 000
Kilowatts..	250	200	500	100	500
Vitesse.	320	135	300	250	100
Fer actif par watt par tour.	5,7	6,1	3,2	5,1	2,63
Cuivre actif par watt par tour.	1,09	0,75	0,64	1	0,35
Nombre de pôles. . . .	6	6	10	6	10

La machine la plus voisine est celle de Hobart de 200 kilowatts. Ce tableau montre que les machines à faible vitesse sont moins coûteuses par watt par tour que les machines à grande vitesse.

R. V.

***Distribution de l'induction magnétique et des pertes par hystérésis dans les induits.* — Thornton.** — *The Electrician*, 30 mars 1906.

L'auteur a déjà étudié la distribution de l'induction magnétique dans les induits massifs lisses. Les résultats principaux de cette étude étaient les suivants :

1° L'induction dans une section du noyau à égale distance des pôles n'est pas uniforme, mais atteint un maximum et diminue vers le centre et vers la circonférence ;

2° La distribution intérieure est pratiquement la même avec des entrefers forts ou faibles, quoique la dispersion varie ;

3° Le rapport de l'induction maxima dans le noyau à l'induction maxima dans l'entrefer est plus grand quand le pas polaire est faible ;

4° La variation d'aimantation au passage d'un pôle à l'autre est différente à différentes profondeurs, de sorte que les pertes par hystérésis et par courants de Foucault sont inégalement réparties.

L'auteur a fait la même étude sur des armatures dentées, creuses et massives, en employant comme précédemment des sondes placées dans de petits trous percés dans le noyau parallèlement à l'arbre. Les courbes de la figure 1 indiquent les résultats obtenus dans une section radiale à égale distance entre deux pôles : les ordonnées sont proportionnelles à l'induction et

les abscisses à la profondeur, comptée à partir du fond de l'encoche. Les chiffres placés à côté des courbes indiquent la valeur de l'induction dans la denture.

Des expériences furent faites aussi avec la méthode des filets liquides de Hele-Shaw (1). La

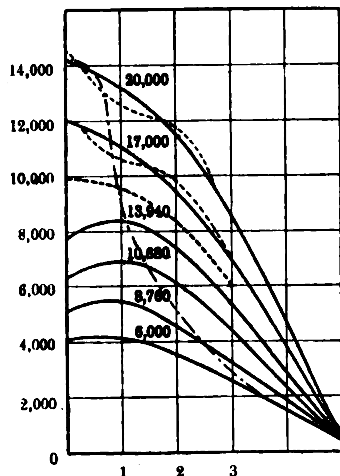


Fig. 1. — Répartition de l'induction magnétique pour différentes valeurs dans la denture.

figure 2 montre les trajets suivis par la force. La courbe en strait points de la figure 1 indique la répartition du potentiel magnétique déterminée d'après des photographies des filets liquides.

Les pertes par hystérésis dans l'induit peuvent

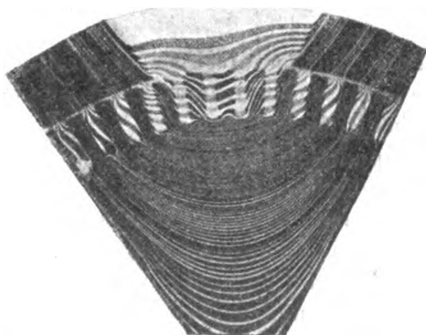


Fig. 2. — Image obtenue par la méthode des filets liquides.

être divisées en deux parties : la partie relative à la denture et la partie relative au noyau. Tant que le flux ne varie pas dans la denture, il n'y a pas dissipation d'énergie. Quand on approche d'une corne polaire, les lignes de force deviennent obliques et il se produit une variation d'aimantation : les pertes qui en résultent ne peuvent, dans aucun cas, suivre la loi de Steinmetz. Le rapport de l'induction maxima à l'induction minima est, d'après les photographies, égal à 4,5. En supposant un maximum de 18000 et un minimum de 4000, le coefficient moyen de dissipation est de 0,00105 joule par centimètre cube par paire de pôles. Si, d'autre part, la denture est considérée comme soumise seulement à une aimantation alternative, ce coefficient s'élève à 0,0022. La rotation réduit donc beaucoup la vitesse d'échauffement des dents causé par l'hystérésis. Quand la machine est en charge, la distribution des lignes de force dans l'entrefer varie, mais, en pratique, les pertes par hystérésis dans la denture peuvent être considérées comme invariables.

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLIII, 10 juin 1905, p. 388.

Les résultats de cette étude peuvent être résumés de la façon suivante : l'aimantation de la denture des induits n'est pas alternative, mais tournante et oscillante en même temps ; celle du noyau est tournante mais n'est pas uniforme et est maxima au-dessous de la denture. Le rapport du coefficient moyen de dissipation à celui qui correspond à l'induction moyenne est égal à 0,8 environ. Le coefficient pour la denture seule est d'environ 0,00105 joule par centimètre cube par cycle : le coefficient relatif au noyau et de 0,00108 environ.

R. R.

***Sur la séparation des pertes dans les moteurs d'induction.* — Howe. —** *The Electrician*, 2 mars 1906.

L'importance de cette question a attiré souvent l'attention des électriciens, et différentes méthodes ont été proposées dans les dernières années. En 1901, Benischke a indiqué une méthode consistant à mesurer le glissement à vide et avec une faible charge connue appliquée sur la poulie du frein ; en supposant que le glissement d'un moteur dépourvu de frottements soit nul, et qu'il augmente proportionnellement à la charge, le glissement à vide doit donner une mesure des frottements. En 1903, Bragstad et La Cour, en proposant la méthode de l'accélération négative, indiquèrent que la méthode de Benischke donne des résultats incorrects par suite du couple d'hystérésis exercé sur le rotor par le flux magnétique tournant. Quand le rotor tourne au synchronisme, on admet généralement

qu'il ne s'y produit pas de pertes dans le fer : cela est exact pour le noyau, mais non pour la denture, particulièrement si les encoches sont larges. Il se produit dans les dentures du rotor et du stator un flux pulsatoire de fréquence extrêmement élevée qui occasionne des pertes importantes. En 1905, Bache Wieg [1] a indiqué les résultats d'expériences faites par lui avec un moteur auxiliaire calibré entraînant le moteur étudié. Il faisait quatre groupes de mesures : puissance absorbée par le moteur d'entraînement à courant continu ; puissance absorbée par ce moteur accouplé au moteur d'induction dont le stator et le rotor étaient ouverts ; puissance absorbée par le moteur d'entraînement quand le stator était relié au réseau polyphasé, le rotor étant ouvert ; puissance alternative fournie au stator dans ce dernier cas. Le point le plus intéressant de ces expériences est le brusque saut des courbes 2 et 3 (fig. 1, page 149, t. XLVI) au moment des passages par le synchronisme. Ce saut est dû au couple exercé sur le rotor par le flux tournant à cause de l'hystérésis. Si les frottements sont suffisamment faibles, ou si l'hystérésis du rotor est assez considérable, le couple est suffisant pour maintenir le moteur au synchronisme. Si les frottements augmentent, le rotor commence à glisser. Le couple d'hystérésis reste constant, ainsi que la puissance transmise du stator au rotor, puissance égale au produit du couple par la vitesse angulaire du flux. La vitesse du rotor diminue, et, avec elle, la puissance mécanique qu'il peut fournir. La différence entre les deux puissances apparaît sous forme de chaleur dans le fer du rotor. On voit qu'à proximité du synchronisme, une certaine partie des pertes par frottements est fournie par le stator et est lue sur le wattmètre à courant alternatif en supplément des pertes dans le fer du stator, le moteur à courant continu étant déchargé de cette partie de la charge due aux frottements. On voit donc que l'hypothèse que le glissement est proportionnel à la charge, y compris les frottements, n'est pas exacte, puisque le moteur peut être chargé jusqu'à un certain point avant de commencer à glisser.

Si l'on entraîne le moteur à une vitesse supérieure au synchronisme, le couple est inversé, ainsi que le glissement : leur produit, qui donne la puissance dissipée dans le rotor, n'est pas modifié. Il est évident que la brusque décroissance de la puissance alternative fournie au stator et la brusque augmentation de charge du moteur à courant continu, lorsqu'on dépasse le synchronisme, sont équivalentes et sont toutes deux égales au double des pertes par hystérésis dans le rotor. Les pertes dans le fer du stator sont données par la moyenne de deux lectures de la puissance alternative fournie au stator au synchronisme. Les pertes par frottement sont données par la différence entre les courbes.

R. R.

[1] *Éclairage Électrique*, tome XLVI, 27 janvier 1906, p. 142.

Moteur à répulsion et d'induction. — **Milch.** — *American Institute of Electrical Engineers*, février 1906.

L'auteur a établi un moteur qui, au démarrage, fonctionne comme moteur à répulsion et fournit un couple important, et, en marche, tourne comme moteur d'induction. La figure 1 représente le diagramme du moteur à répulsion ordinaire et la figure 2 le diagramme du moteur d'induction à collecteur. Dans la figure 1, I_1 re-

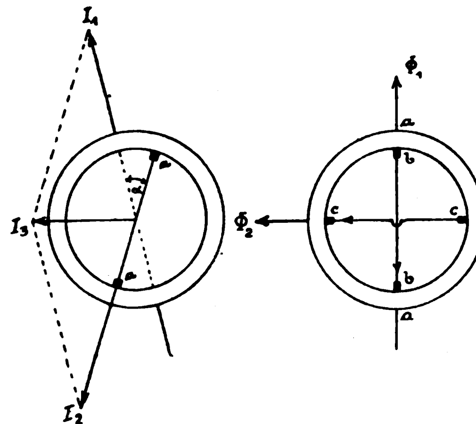


Fig. 1 et 2.

présente le courant et la réaction d'induit du primaire, supposé muni d'un enroulement sinusoïdal ; I_2 représente le courant et la réaction d'induit dans le secondaire, supposé aussi pourvu d'un enroulement sinusoïdal que court-circuitent les balais *aa* décalés de l'angle α sur l'axe de réaction du primaire ; la résultante I_3 peut représenter le flux magnétique dont l'action sur la réaction d'induit secondaire produit un couple. Dans la figure 2, *aa* représentent les bornes pri-

maires, *bb* les balais du circuit secondaire « de travail » et *cc* les balais du circuit secondaire « de compensation » calé à 90° du premier. Tous les circuits sont supposés constitués par des enroulements sinusoïdaux et dépourvus de dispersion. Le moteur d'induction ne possède pas, comme l'on sait, de couple de démarrage utilisable. Quand il tourne, il possède un couple qui augmente avec la vitesse jusqu'à un certain maximum, puis décroît quand la vitesse s'approche très près du synchronisme.

En choisissant convenablement la distribution des ampère-tours le long de l'entrefer du moteur, l'auteur a pu combiner en une seule machine les deux types de moteurs précédents. Par exemple, il combine un moteur à répulsion à quatre pôles avec un moteur d'induction à deux pôles, l'induit étant, dans les deux cas, supposé constitué par un enroulement Gramme. Les éléments des deux moteurs sont connectés en série au primaire : au démarrage, l'élément du moteur d'induction agit simplement comme une impédance en série avec le moteur à répulsion sans produire aucun couple. Quand la vitesse augmente, l'impédance de l'élément du moteur d'induction augmente rapidement et absorbe une partie de plus en plus grande de la différence de potentiel aux bornes, en jouant un rôle efficace et en donnant de plus en plus à la combinaison sa caractéristique propre. Au synchronisme, où le moteur d'induction ne produit pas de couple, le moteur à répulsion est traversé par le courant magnétisant du moteur d'induction en série avec lui, et entraîne le moteur d'induction au delà du synchronisme jusqu'à une vitesse pour laquelle le couple positif du moteur à répulsion et le couple négatif (générateur) du moteur d'induction s'équilibrent. Cette vitesse est la vitesse limite de la combinaison : en deçà, l'ensemble agit comme moteur; au delà, il agit comme générateur.

Au lieu de combiner ensemble deux moteurs distincts, on peut les réunir en une seule machine ayant un seul et même induit. Supposons la périphérie du moteur pourvue, aussi bien au primaire qu'au secondaire, d'un enroulement à deux pôles réparti suivant une sinusoïde. Sur cet enroulement, plaçons un deuxième enroulement sinusoïdal à 3×2 pôles, puis un troisième à 5×2 pôles, etc., avec une amplitude décroissante de la distribution des conducteurs par unité de longueur dans le rapport de 1 pour l'enroulement à deux pôles, 1/3 pour l'enroulement à 6 pôles, 1/5 pour l'enroulement à 10 pôles, etc. Si tous ces enroulements sont reliés en série, on obtient un enroulement équivalent à un enroulement bipolaire uniformément réparti sur la circonférence du moteur. En effet, soit a le pas de l'enroulement bipolaire et x la distance d'un point quelconque à l'origine de cet enroulement. Le nombre y de conducteurs au point x est donné par l'expression

$$y = \sin \frac{\pi}{a} x + \frac{1}{3} \sin 3 \frac{\pi}{a} x + \frac{1}{5} \sin 5 \frac{\pi}{a} x + \dots$$

D'après Fourier, cette expression est équivalente à une distribution linéaire de conducteurs dont le nombre par unité de longueur est $\pi/4$, en supposant égal à l'unité le nombre de conducteurs par unité de longueur de l'enroulement sinusoïdal bipolaire. L'ensemble est donc équivalent à un enroulement ordinaire à pas entier. Si le moteur est muni de deux groupes de balais à peu près perpendiculaires l'un à l'autre, l'ensemble est équivalent à la combinaison précédemment envisagée d'un moteur à répulsion tétrapolaire et d'un moteur d'induction bipolaire. L'enroulement sinusoïdal à deux pôles du primaire et du secondaire correspond au moteur d'induction à collecteur, tandis que les enroulements à 6 pôles, 10 pôles, etc., constituent l'élément du moteur à répulsion relié en série avec le moteur d'induction bipolaire à collecteur. Donc, avec un simple enroulement à pas polaire entier uniformément distribué sur la circonférence du primaire et du secondaire, on peut réaliser un moteur possédant un bon couple de démarrage et une vitesse limite supérieure au synchronisme. Pour compenser la self-induction due à la dispersion, on peut employer un circuit compensateur, comme l'a indiqué M. Latour. Dans ce qui suit, l'auteur suppose qu'une faible force électromotrice auxiliaire agit sur le circuit compensateur, comme c'est le cas général. Si l'on donne à l'impédance de ce circuit une valeur convenable, un nouvel élément intervient dans le mode de fonctionnement du moteur. En modifiant la valeur de cette impédance, on peut varier à volonté les caractéristiques du moteur, et le couple dû à l'enroulement bipolaire ou au terme fondamental devient de plus en plus prédominant quand l'impédance augmente.

L'auteur étudie les effets d'une distribution uniforme des ampère-tours sur le fonctionnement du moteur : il limite cette étude au moment du démarrage, qui présente le plus d'intérêt. Supposons que, d'après la règle de Fourier, on ait décomposé les enroulements à $2n$ pôles uniformément répartis du primaire et du secondaire en enroulements sinusoïdaux à $2n$ pôles, $6n$ pôles, $10n$ pôles, etc., reliés en série. Par hypothèse, les enroulements primaires et secondaires ont le même nombre de tours.

Soient E_1 la f. é. m. agissant au primaire,

E_2 la f. é. m. agissant sur le circuit compensateur,

$Z_1 = \Gamma_1 - jx_1$ l'impédance de self-induction du primaire,

$Z_2 = \Gamma_2 - jx_2$ l'impédance de self-induction du circuit secondaire de travail,

$Z_3 = \Gamma_3 - jx_3$ l'impédance de self-induction du circuit secondaire de compensation,

$Z_0 = jx_0$ l'impédance d'induction mutuelle de l'enroulement actuel uniformément distribué.

$Z_I = -jx_I$, $Z_{III} = -jx_{III}$, $Z_V = -jx_V$, etc. les impédances d'induction mutuelle des enroulements sinusoïdaux à $2n$, $6n$, $10n$ pôles correspondant aux 3e, 5e, 7e harmoniques de la série de Fourier.

$I_1 = i'_1 + ji'_1$ le courant dans le primaire,

$I_2 = i'_2 + ji''_2$ le courant dans le circuit secondaire de travail,

$I_3 = i'_3 + ji''_3$ le courant dans le circuit secondaire de compensation.

Un calcul assez simple, que l'auteur développe en appendice, montre que les impédances d'induction mutuelle correspondant aux différents harmoniques sont liées par les relations suivantes :

$$Z_I = \frac{9^6}{\pi^4} Z_0 = RZ_0 ; \; Z_{III} = \frac{R}{3^4} Z_0 ; \; Z_V = \frac{R}{5^4} Z_0 \ldots \text{etc.}$$

Les conditions à satisfaire dans les trois circuits sont que la somme de toutes les f. é. m. en jeu dans chaque circuit soit nulle. On en déduit les équations :

$$E_I = I_1(Z_1 + Z_I + Z_{III} + Z_V + \ldots) - I_2(Z_I \cos\alpha + Z_{III}\cos 3\alpha + \ldots) - I_3(Z_I \sin\alpha - Z_{III}\sin 3\alpha + Z_V \sin 5\alpha - \ldots) \quad (1)$$

$$I_2(Z_2 + Z_I + Z_{III} + Z_V + \ldots) - I_1(Z_I\cos\alpha + Z_{III}\cos 3\alpha + \ldots) = 0 \quad (2)$$

$$I_3(Z_3 + Z_I + Z_{III} + Z_V + \ldots) - I_1(Z_I \sin\alpha - Z_{III}\sin 3\alpha + \ldots) + E_2 = 0 \quad (3)$$

Par définition, on a $Z_I + Z_{III} + Z_V + \ldots = 0$.

En outre :

$$Z_I\cos\alpha + Z_{III}\cos 3\alpha + Z_V\cos 5\alpha + \ldots = Z_0R\left(\cos\alpha + \frac{\cos 3\alpha}{3^4} + \frac{\cos 5\alpha}{5^4} + \ldots\right)$$

$$Z_I\sin\alpha - Z_{III}\sin 3\alpha + Z_V\sin 5\alpha - \ldots = Z_0R\left(\sin\alpha - \frac{\sin 3\alpha}{3^4} + \frac{\sin 5\alpha}{5^4} - \ldots\right).$$

En substituant : $A = R\sum_{n=1}^{n=\infty}\frac{\cos(2n-1)\alpha}{(2n-1)^4}$

$$B = R\sum_{n=1}^{n=\infty}(-1)^{2n-1}\frac{\sin(2n-1)\alpha}{(2n-1)^4};$$

de 1, 2 et 3, on tire :

$$E_1 = I_1(Z_1 + Z_0) - I_2Z_0A - I_3Z_0B \quad (4)$$

$$I_2(Z_2 + Z_0) - I_1Z_0A = 0 \quad (5)$$

$$I_3(Z_3 + Z_0) - I_1Z_0B + E_2 = 0; \quad (6)$$

d'où :

$$I_2 = I_1A\frac{Z_0}{Z_2 + Z_0} \quad (7)$$

$$I_3 = I_1B\frac{Z_0}{Z_3 + Z_0} - \frac{E_2}{Z_3 + Z_0}. \quad (8)$$

En introduisant les valeurs (7) et (8) dans (4), on trouve :

$$E_1 = I_1\left(Z_0 + Z_1 - A^2\frac{Z_0^2}{Z_0 + Z_2} - B^2\frac{Z_0^2}{Z_0 + Z_3}\right) + BE_2\frac{Z_0}{Z_0 + Z_3};$$

ou, en posant :

$$C = Z_0 + Z_1 - A^2\frac{Z_0^2}{Z_0 + Z_2} - B^2\frac{Z_0^2}{Z_0 + Z_3},$$

il vient :

$$I_1 = \frac{E_1 - E_2B\frac{Z_0}{Z_0 + Z_3}}{C} = i'_1 + ji''_1 \quad (9)$$

$$I^2 = A\frac{Z_0}{Z^2 + Z_0}\,\frac{E_1 - E_2B\frac{Z_0}{Z_0 + Z_3}}{C} = i'_2 + ji''_2 \quad (10)$$

$$I_3 = B\frac{Z_0}{Z_3 + Z_0}\,\frac{E_1 - E_2B\frac{Z_0}{Z_0 + Z_3}}{C} - \frac{E}{Z_3 + Z_0} = i'_3 + ji''_3 \quad (11)$$

La vitesse synchrone est celle qui correspond au terme fondamental, c'est-à-dire la vitesse du moteur synchrone à n pôles. Les vitesses cor-

respondant aux enroulements des troisième, cinquième harmoniques sont nommées vitesses 1/3 synchrone, 1/5 synchrone, etc.

Le couple dû à l'action mutuelle des forces magnétomotrices I_2 et $I_1 \sin \alpha$ du terme fondamental est, d'après Steinmetz (couple en watts-synchrones).

$$x_1(i'_2 i'_1 \sin \alpha + i''_2 i''_1 \sin \alpha).$$

Le couple dû à l'action mutuelle des forces magnétomotrices I_3 et $I_1 \cos \alpha$ du terme fondamental est $-x_1(i'_3 i'_1 \cos \alpha + i''_3 i''_1 \cos \alpha)$.

Le couple total correspondant à l'action du terme fondamental en watts-synchrones est

$$x_I[(i'_2 i'_1 + i''_2 i''_1) \sin \alpha - (i'_3 i'_1 + i''_3 i''_1) \cos \alpha]. \quad (12)$$

Le couple dû à l'action mutuelle des forces magnétomotrices I_2 et $(I_1 \sin \alpha + I_3)$ du troisième harmonique en watts 1/3 synchrones est

$$x_{III}[i'_2(i'_1 \sin 3\alpha + i'_3) + i''_2(i''_1 \sin 3\alpha + i''_3)].$$

Le couple dû à l'action mutuelle des forces magnétomotrices I_3 et $(I_1 \cos \alpha - I_2)$ du troisième harmonique en watts 1/3 synchrones est

$$x_{III}[i'_3(i'_1 \cos 3\alpha - i'_2) + i''_3(i''_1 \cos 3\alpha - i''_2)].$$

Le couple total dû au troisième harmonique en watts-synchrones est donc

$$3x_{III}[(i'_2 i'_1 + i''_2 i''_1) \sin 3\alpha + (i'_3 i'_1 + i''_3 i''_1) \cos 3\alpha]. \quad (13)$$

De même, pour l'action de I_2 et $(I_1 \sin 5\alpha - I_3)$ du 5e harmonique en watts 1/5 synchrones, on a : $x_V[i'_2(i'_1 \sin 5\alpha - i'_3) + i''_2(i''_1 \sin 5\alpha - i''_3)]$,

et, pour l'action de I_3 et $(I_1 \cos 5\alpha - I_2)$, on a, en watts 1/5 synchrones :

$$-x_V[i'_3(i'_1 \cos 5\alpha - i'_2) + i''_3(i''_1 \cos 5\alpha - i''_2)].$$

Le couple total dû au 5e harmonique est donc :

$$5x_V[(i'_2 i'_1 + i''_2 i''_1) \sin 5\alpha - (i'_3 i'_1 + i''_3 i''_1) \cos 5\alpha]. \quad (14)$$

Si l'on calcule de la même manière le couple produit par les harmoniques supérieurs, on obtient pour le couple total T l'expression :

$$T = (i'_2 i'_1 + i''_2 i''_1)[x_I \sin \alpha + 3x_{III} \sin 3\alpha + 5x_V \sin 5\alpha + \ldots] - (i'_3 i'_1 + i''_3 i''_1)[x_I \cos \alpha + 3x_{III} \cos 3\alpha + 5x_V \cos 5\alpha + \ldots].$$

Puisque $x_I = Rx_0$; $x_{III} = \frac{R}{3^4} x_0$; $x_V = \frac{R}{5^4} x_0 \ldots$, etc., le couple résultant en watts-synchrones est :

$$T = Rx_0 \left[(i'_2 i'_1 + i''_2 i''_1) \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{\sin(2n-1)\alpha}{(2n-1)^3} - (i'_3 i'_1 + i''_3 i''_1) \sum_{n=1}^{n=\infty} (-1)^{2n-1} \frac{\cos(2n-1)\alpha}{(2n-1)^3} \right].$$

Pour voir l'importance relative des termes individuels dans l'expression du couple et pouvoir faire une vérification expérimentale, l'auteur a calculé les courbes de la figure 3 pour un moteur répondant aux constantes suivantes :

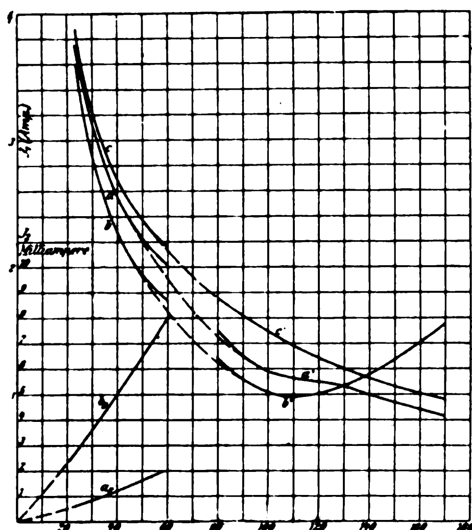


Fig. 3. — Couple total et couple relatif à chaque harmonique.

$E_1 = 110$ volts	
$x_1 = 0{,}935$	$r_1 = 0{,}26$
$x_2 = 0{,}935$	$r_2 = 0{,}585$
$x_3 = 1{,}255$	$r_3 = 0{,}81$
$x_0 = 36$	

Le calcul a été fait jusqu'au 5e harmonique seulement car, à partir du 7e harmonique, les valeurs trouvées sont négligeables. Les points indiqués sur les courbes ont été vérifiés expérimentalement par un essai au frein de Prony et représentent la moyenne de cinq lectures : on voit que les valeurs expérimentales et les valeurs calculées concordent parfaitement. Évidemment, plus la saturation est élevée dans chaque cas et plus les valeurs expérimentales doivent différer des valeurs calculées.

R. R.

Expériences faites sur un transformateur à capacité propre. — **Dina.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 22 février 1906.

L'appareil expérimenté par l'auteur était un transformateur de 80 kilowatts à bain d'huile établi pour 100 000 volts. Quelques-uns des résultats obtenus sont surprenants, si l'on perd de vue qu'il existe, dans un transformateur, un champ électrique dont la nature est la même que si l'appareil possédait une capacité propre. Pour expliquer les résultats expérimentaux indiqués plus loin, l'auteur donne d'abord une théorie approximative des phénomènes en jeu.

Pour simplifier, il suppose la bobine secondaire formée par une seule couche de fil et comprenant un nombre de tours suffisamment grand par rapport au nombre de tours primaires pour que, dans la détermination du courant de charge dans la bobine secondaire, on puisse supposer nul le potentiel de chaque point de la bobine primaire. La tension primaire est, par hypothèse, sinusoïdale et répond à la formule

$$e_1 = \overline{E}_1 \sin \omega t = E_1 \sqrt{2} \sin \omega t,$$

e_1 étant la valeur instantanée, $\overline{E}_1$ la valeur maxima et E_1 la valeur efficace. Le potentiel p_2 et le courant de charge i_2 d'un élément de l'enroulement secondaire ouvert sont fonction du temps et de la position de l'élément. Soient L_1, L_2, M les coefficients de self-induction ou d'induction mutuelle des circuits primaire et secondaire : on admet que, pour chaque unité de l'enroulement secondaire, on a une portion $L_2/2l$ ou $M/2l$ du coefficient total, $2l$ étant la longueur totale du fil ; on admet en outre que la capacité par unité de longueur est $C/2l$; enfin, on néglige l'influence des pertes. Les deux bobines à haute tension sont supposées reliées en série, et la position d'un élément est donnée par sa distance x au point de jonction des deux bobines.

En appelant i_1 le courant primaire, on peut écrire :

$$e_1 = \overline{E}_1 \sin \omega t = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2l}\int_{-l}^{+l} i_2 dx\right), \quad (1)$$

$$\frac{\partial p_2}{\partial x} = -\frac{M}{2l}\frac{di_1}{dt} - \frac{L_2}{2l}\frac{di_2}{dt}, \quad (2)$$

$$\frac{C}{2l}\frac{\partial p_2}{\partial t} = -\frac{di_2}{dx}. \quad (3)$$

Le transformateur ne débitant pas de courant, on a

$$(i_2)_{\pm l} = 0. \quad (4)$$

En différenciant l'équation (2) en x et l'équation (3) en t, on obtient

$$\frac{\partial^2 p_2}{\partial x^2} = -\frac{L_2}{2l}\frac{\partial^2 i_2}{\partial x \partial t},$$

$$\frac{C}{2l}\frac{\partial^2 p_2}{\partial t^2} = -\frac{\partial^2 i_2}{\partial x \partial t},$$

d'où l'on tire : $\frac{L_2}{2l}\frac{C}{2l}\frac{\partial^2 p_2}{\partial t^2} = \frac{\partial^2 p_2}{\partial x^2}$.

$$p_2 = A \sin\left(\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}\frac{x}{l}\right)\sin \omega t.$$

Par raison de symétrie, on a

$$(p_2)_x = -(p_2)_{-x} \quad \text{et} \quad (p_2)_0 = 0.$$

Pour déterminer la valeur de la constante A, on peut remplacer x par $\pm l$: on a

$$\left(\frac{\partial i_2}{\partial t}\right)_{+l} = 0,$$

$$\left(\frac{\partial p_2}{\partial x}\right)_{\pm l} = -\frac{M}{2l}\frac{di_1}{dt}.$$

Soit $i_1 = -\overline{I}_1 \cos \omega t = I_1\sqrt{2}\sin(\omega t - \pi/2)$.

La dernière équation devient, après introduction des valeurs de p_2 et de i_1,

$$A\frac{\omega\sqrt{CL_2}}{2l}\cos\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}\sin \omega t = -\frac{M}{2l}\overline{I}_1\omega \sin \omega t,$$

d'où $$A = \frac{-M}{\sqrt{CL_2}}\frac{\overline{I}_1}{\cos\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}}.$$

et finalement :

$$p_2 = -\frac{M}{\sqrt{CL_2}}\overline{I}_1\frac{\sin\left(\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}\frac{x}{l}\right)}{\cos\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}}\sin \omega t$$

et

$$l_2 = (p_2)_l - (p_2)_{-l} = \frac{-M}{\frac{1}{2}\sqrt{CL_2}}\overline{I}_1 \operatorname{tg}\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}\sin \omega t.$$

Pour déterminer i_2, on peut intégrer l'équation (3) et il vient :

$$i_2 = -\frac{C}{2l}\int\frac{\partial p_2}{\partial t}dx + \varphi(t)$$

$$i_2 = \frac{-M}{L_2}\overline{I}_1\frac{\cos\left(\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}\frac{x}{l}\right)}{\cos\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}}\cos \omega t = \varphi(t).$$

La condition $(i_2)_{\pm l} = 0$ détermine la fonction $\varphi(t)$: $\varphi(t) = \frac{M}{L_2}\overline{I}_1 \cos \omega t$

d'où l'on tire finalement la formule :

$$i_2 = \frac{-M}{L_2}\bar{I}_1 \left[\frac{\cos\left(\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}\frac{x}{l}\right)}{\cos\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}} - 1 \right] \cos \omega t.$$

Dans le fil de jonction des deux bobines, le courant est :

$$(i_2)_0 = \frac{-M}{L_2}\bar{I}_1 \left(\frac{1}{\cos\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}} - 1 \right) \cos \omega t.$$

Le courant secondaire moyen est

$$(i_2) \text{ moy.} = \frac{1}{2l}\int_{-l}^{+l} i_2 dx$$

$$= \frac{-M}{L_2}\bar{I}_1 \left(\frac{\operatorname{tg}\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}}{\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}} - 1 \right) \cos \omega t.$$

Toutes les grandeurs principales sont donc déterminées en fonction de l'amplitude $\bar{I}_1$ du courant primaire : il reste à trouver cette amplitude d'après l'équation (1) en remplaçant i_1 et i_2 par leurs valeurs. On obtient :

$$\bar{E}_1 \sin \omega t = \omega L_1 \bar{I}_1 \sin \omega t + \omega \frac{M^2}{L_2}\bar{I}_1 \left(\frac{\operatorname{tg}\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}}{\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}} - 1 \right) \sin \omega t,$$

d'où l'on tire la valeur de l'amplitude de $\bar{I}_1$:

$$I_1 = \frac{\bar{E}_1}{\omega \left[L_1 + \frac{M^2}{L_2} \left(\frac{\operatorname{tg}\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}}{\frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2}} - 1 \right) \right]}.$$

Pour tenir compte de la dispersion, on pose :

$$\frac{M}{L_1} = \rho_1 \frac{N_2}{N_1}; \quad \frac{M}{L_2} = \rho_2 \frac{N_1}{N_2},$$

N_1 et N_2 étant le nombre de tours des enroulements, et ρ_1 et ρ_2 des coefficients plus petits que l'unité. Pour simplifier, on pose en outre :

$$\rho_1\rho_2 = \rho; \quad \frac{\omega}{2}\sqrt{CL_2} = \alpha.$$

On obtient alors pour les valeurs efficaces des différentes grandeurs les formules suivantes :

$$I_1 = \frac{E_1}{\omega L_1} \frac{\alpha}{(1-\rho)\alpha + \rho \operatorname{tg} \alpha} \qquad (I)$$

$$P_2 = \frac{N_2}{N_1}\frac{E_1}{2} \frac{\rho_1}{(1-\rho)\alpha + \rho \operatorname{tg}\alpha} \cdot \frac{\sin \alpha \frac{x}{l}}{\cos \alpha} \qquad (II)$$

$$E_2 = \frac{N_2}{N_1} E_1 \frac{\rho_1 \operatorname{tg}\alpha}{(1-\rho)\alpha + \rho \operatorname{tg}\alpha} \qquad (III)$$

$$I_2 = \frac{N_1}{N_2} I_1 \rho_2 \left(\frac{\cos \alpha \frac{x}{l}}{\cos \alpha} - 1 \right)$$

$$= \frac{E_2}{\omega L_2} \frac{\alpha}{\sin \alpha} \left(\cos \alpha \frac{x}{l} - \cos \alpha \right) \qquad (IV)$$

$$(I_2)_0 = \frac{N_1}{N_2} I_1 \rho_2 \frac{2 \sin^2 \frac{\alpha}{2}}{\cos \alpha} = \frac{E_2}{\omega L_2} \alpha \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} \qquad (V)$$

$$(I_2)_{moy} = \frac{N_1}{N_2} I_1 \rho_2 \frac{\operatorname{tg}\alpha - \alpha}{\alpha} = \frac{E_2}{\omega L_2} \frac{\operatorname{tg}\alpha - \alpha}{\operatorname{tg}\alpha}. \qquad (VI)$$

Tous les courants sont décalés de 90° sur la tension primaire : la tension secondaire est décalée de 180°. La capacité équivalente C′, c'est-à-dire la capacité qui, pour une tension E_2 et une fréquence $\omega/2\pi$, laisse passer le courant $(I_2)_{moy.}$, est donnée par les formules

$$C' = \frac{1}{\omega^2 L_2} \frac{\operatorname{tg}\alpha - \alpha}{\operatorname{tg}\alpha}. \qquad (VII)$$

ou

$$C' = C \frac{\operatorname{tg}\alpha - \alpha}{4\alpha^2 \operatorname{tg}\alpha}. \qquad (VII\ bis)$$

Le nombre d'ampère-tours résultant est

$$Z = N_1 I_1 + N_2 (I_2)_{moy.} = N_1 I_1 \left(1 + \rho_2 \frac{\operatorname{tg}\alpha - \alpha}{\alpha} \right)$$

$$= N_1 \frac{E_1}{\omega L_1} \frac{(1-\rho_2)\alpha + \rho_2 \operatorname{tg}\alpha}{(1-\rho)\alpha + \rho \operatorname{tg}\alpha}. \qquad (VIII)$$

Pour d'autres connexions des bobines à haute tension, les formules subissent une légère modification.

Les équations II et III montrent que, en deux points de l'enroulement secondaire, il existe des états égaux quand la distance λ de ces deux points est égale à $2\pi l/\alpha$ ou à un multiple de cette expression. La longueur λ est la longueur d'ondes correspondant à la capacité et à la self-induction pour l'unité de longueur de l'enroulement secondaire et à la fréquence $\omega/2\pi$. Si α est petit, tg α est presque égale à α, et l'on a, d'après (III) :

$$E_2 = E_1 \frac{N_2}{N_1} \rho_1$$

et la répartition du potentiel est à peu près linéaire, car, dans ce cas, on doit poser dans (II) :

$$\sin \alpha \frac{x}{l} = \alpha \frac{x}{l}.$$

Dans la formule (IV) donnant le courant secondaire, on doit poser de même $\alpha = \sin \alpha$, et

$$\cos \alpha \frac{x}{l} = 1 - \frac{\alpha^2}{2} \frac{x^2}{\rho^2}; \qquad \cos \alpha = 1 - \frac{\alpha^2}{2}.$$

On a alors :

$$I_2 = \frac{E_2}{\omega L_2} \frac{\alpha^2}{2} \left(1 - \frac{x^2}{\rho^2}\right) = \frac{\omega C E_2}{8} \left(1 - \frac{x^2}{\rho^2}\right).$$

La répartition est donc de forme parabolique

$$(I_2)_0 = \frac{\omega C E_2}{8}; \; (I_2)_{\text{moy.}} = \frac{\omega C E_2}{12} = \frac{2}{3}(I_2)_0; \; C' = \frac{C}{12}.$$

Le courant primaire est à peine influencé par la capacité de l'enroulement secondaire pour de faibles valeurs de α. Quand α croît, le rapport E_2/E_1 croît aussi et devient plus grand que N_2/N_1. Le courant secondaire augmente et le courant primaire diminue.

Pour $\alpha = \pi/2$, la fréquence imprimée concorde avec la fréquence propre de l'enroulement secondaire. La formule II montre que la répartition du potentiel pour chaque bobine est représentée par un quart de sinusoïde. La formule VII donne, pour la capacité équivalente C', la valeur $1/\omega^2 L_2$; C' est alors égale à la capacité concentrée qui, pour cette fréquence, est en résonance avec la self-induction secondaire. Entre C' et C, on a la relation $C' = C/\pi^2$. La tension secondaire diffère toutefois peu de la normale : d'après la formule III, le rapport E_2/E_1 n'est pas beaucoup plus grand que le rapport de transformation. Le courant primaire est nul; l'aimantation du transformateur est fournie par la bobine secondaire, la valeur moyenne du courant secondaire, réparti dans chaque bobine suivant un quart d'ondes, a la même valeur $E_2/\omega L_2$ que le courant qui passerait dans l'enroulement secondaire dépourvu de capacité si celui-ci était soumis à la différence de potentiel E_2 : par rapport au courant maximum existant dans le fil de jonction, il est dans la proportion de $2/\pi$.

Pour $\alpha > \pi/2$, la répartition du potentiel pour chaque bobine est représentée par une portion d'onde sinusoïdale plus grande qu'un quart d'ondes : la tension maxima ne se produit plus alors entre les bornes, mais entre deux autres points de l'enroulement, dont la distance $\pm x$ au point de jonction est déterminée par la condition $x \sin \alpha = \pm l$. En désignant par $\operatorname{tg}'\alpha$ la valeur absolue de la tangente négative de α, on a :

$$E_2 = \frac{N_2}{N_1} E_1 \frac{\rho_1 \operatorname{tg}'\alpha}{\rho \operatorname{tg}'\alpha - (1-\rho)\alpha}$$

$$= \frac{N_2}{N_1} E_1 \frac{1}{\rho_2 - \frac{1-\rho}{\rho_1} \frac{\alpha}{\operatorname{tg}'\alpha}}.$$

On voit que le rapport E_2/E_1 croît avec α. L'amplitude du courant primaire est négative pour $\alpha > \pi/2$, c'est-à-dire que ce courant, qui était décalé de 90° en arrière de la tension primaire pour $\alpha < \pi/2$, est décalé maintenant de 90° en avant de la tension primaire.

Avant d'atteindre la valeur π, α prend une valeur particulièrement importante, pour laquelle on a l'égalité $-\rho \operatorname{tg} \alpha = \rho \operatorname{tg}' \alpha = (1-\rho)\alpha$.

Dans ce cas, le rapport E_2/E_1, ainsi que le courant primaire et le courant secondaire, prennent des valeurs infiniment grandes, la capacité équivalente a alors la valeur

$$C' = \frac{1}{\omega^2 L_2} \frac{-\frac{1-\rho}{\rho}\alpha - \alpha}{-\frac{1-\rho}{\rho}\alpha}$$

$$= \frac{1}{\omega^2 L_2} \frac{1}{1-\rho} = \frac{1}{\omega^2 \left(L_2 - \frac{M^2}{L_1}\right)}.$$

C'est la capacité concentrée qui, pour la fréquence $\omega/2\pi$ est en résonance avec la dispersion totale rapportée au circuit secondaire. On peut dire que le transformateur est en résonance avec la fréquence du courant imprimé. Si le coefficient ρ diffère peu de l'unité, la condition de résonance montre que, pour la première solution de l'équation de condition, α diffère peu de π. Dans cette hypothèse, on doit poser

$$-\operatorname{tg}\alpha = \operatorname{tg}'\alpha = \pi - \alpha,$$

et la condition de résonance devient simplement :

$$\pi\rho = \alpha.$$

On a : $$C' = \frac{C}{4\alpha^2(1-\rho)},$$

d'où $$C' = \frac{C}{4\pi^2\rho^2(1-\rho)}.$$

Si α dépasse la valeur particulière correspondant à la résonance, E_2 diminue rapidement quand α croît : le courant primaire diminue aussi et sa phase varie d'une demi-période. Pour $\alpha = \pi$, on a $E_2 = 0$, C' devient infini, et le courant primaire $$I_1 = \frac{E_1}{\omega L_1} \frac{1}{1-\rho} = \frac{E_1}{\omega \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2}\right)}$$

a la même valeur que si l'enroulement secondaire, dépourvu de capacité, était court-circuité. Le courant secondaire se répartit suivant la loi $1 + \cos(\pi x/l)$: sa valeur moyenne est $\rho_2 I_1 . N_1/N_2$, et sa valeur maxima est égale au double de sa valeur moyenne.

Si $\alpha > \pi$, la capacité équivalente devient négative ; elle diminue en valeur absolue quand α augmente et est nulle quand $\alpha = \operatorname{tg} \alpha$. On peut déjà en conclure que, au point de vue de la tension secondaire, le transformateur se comporte dans ce cas comme si son enroulement secondaire, dépourvu de capacité, était fermé sur une self-induction d'abord très petite, puis croissant peu à peu jusqu'à devenir infinie. En réalité, le rapport E_2/E_1 croît de zéro jusqu'à la valeur $\rho_1 . N_2/N_1$. Pour $\alpha > \pi$, le courant secondaire n'a plus la même direction dans toutes les sections du fil. Si $\alpha = \operatorname{tg} \alpha$, on a (I_2) moy. $= 0$: I_1 et E_2 prennent les mêmes valeurs que pour α très petit, mais le potentiel et le courant dans l'enroulement secondaire ont une répartition toute différente.

(A suivre.) B. L.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

***Sur les réseaux à plusieurs conducteurs.* — Finzi.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 22 mars 1903.

Réseaux à trois fils. — La valeur des variations de tension admissibles aux bornes des lampes des abonnés est importante pour le calcul des réseaux. Soit i_1 le courant dans une moitié du réseau et i_2 le courant dans l'autre moitié : le conducteur intermédiaire est parcouru par un courant $i_1 - i_2$; l'on a :

$$V = i_1 W + V_1 + (i_1 - i_2) W_0$$

pour la première moitié du réseau, et

$$V = -(i_1 - i_2) W_0 + V_2 + i_2 W$$

pour la seconde moitié, en appelant V la différence de potentiel invariable à l'origine sur chaque pont, V_1 et V_2 les différences de potentiel aux points d'utilisation et W la résistance des conducteurs extérieurs. Si la chute de tension $i_2 W$ dans le conducteur extérieur le moins chargé est plus petite que l'augmentation de tension $(i_1 - i_2) W_0$ dans le conducteur neutre, la différence de potentiel V_2 est plus grande que V_1. On est donc conduit, par suite des limites imposées pour les variations de tension, à une inégalité :

$$[i_1 - i_2] \leqslant \gamma J. \qquad (1)$$

qui exprime que la valeur absolue de la différence entre les deux charges ne doit pas dépasser la valeur γJ. Soient S_{3l} la section de chacun des conducteurs extérieurs et $S_0 = S_{3l}/k$ la section du conducteur neutre. Les cas limites correspondant à l'équation de condition (1) pour les charges individuelles sont les suivantes :

1° La première moitié du réseau à trois conducteurs est entièrement chargée (courant J) et la seconde moitié est aussi peu chargée que possible [courant $(1 - \gamma)J$]. Le courant dans le neutre est alors γJ. Dans la moitié chargée, il se produit la plus forte diminution de tension possible

$$\frac{JL\rho}{S_{3l}} + \frac{\gamma LJL\rho}{S_{3l}/k},$$

en désignant par L la distance du point de consommation à la centrale ou au point d'alimentation, et par ρ la résistance spécifique du métal constituant la ligne.

2° La première moitié est complètement déchargée ; la seconde est parcourue par le courant γJ. Le courant dans le neutre est aussi égal à γJ. Il se produit dans la moitié déchargée la plus grande élévation de tension admissible

$$\gamma JL\rho k/S_{3l}.$$

Soit Δv la variation de tension maxima admissible. Pour déterminer la section des conducteurs, on a l'équation :

$$\frac{JL\rho}{S_{3l}} + 2\frac{\gamma JL\rho}{S_{3l}/k} = \Delta v$$

d'où l'on tire

$$S_{3l} = \frac{JL\rho}{\Delta v}(1 + 2\gamma k). \qquad (2)$$

Cette équation contient encore l'inconnue k : on choisit la valeur de ce coefficient de façon que le poids total de métal soit minimum.

La quantité de métal employée est :

$$M = \left(2S_{3l} + \frac{S_{3l}}{k}\right)L = \frac{JL^2\rho}{\Delta v}(1 + 2\gamma k)\left(2 + \frac{1}{k}\right) \quad (3)$$

En annulant la dérivée, on voit que le minimum est atteint pour $k = 1/2\sqrt{\gamma}$. Tandis que la valeur de γ est comprise entre 0 et 1, la valeur de k est comprise entre ∞ et $1/2$: la section du conducteur neutre est donc comprise entre 0 et $2S_{3l}$.

En introduisant la valeur de k dans les équations 2 et 3, on obtient les équations :

$$\left.\begin{aligned} S_{3l} &= \frac{JL\rho}{\Delta v}(1+\sqrt{\gamma}) \\ S_0 &= \frac{S_{3l}}{k} = \frac{JL\rho}{\Delta v}2(\sqrt{\gamma}+\gamma) \\ M_{3l} &= \frac{JL^2\rho}{\Delta v}2(1+\gamma+2\sqrt{\gamma}). \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

Pour une même puissance, différence de potentiel, et variation de tension, et avec un réseau à deux conducteurs, la section de ceux-ci serait égale à $\frac{2J2L\rho}{\Delta v}$, d'où $\frac{JL\rho}{\Delta v} = \frac{S_{2l}}{4}$.

En introduisant cette valeur dans l'équation (4), on obtient les équations :

$$\left.\begin{aligned} S_{3l} &= S_{2l}\frac{1+\sqrt{\gamma}}{4} \\ S_0 &= \frac{S_{3l}}{k} = S_{2l}\frac{\gamma+\sqrt{\gamma}}{2} \\ M_{3l} &= 2S_{2l}L\frac{1+\gamma+2\sqrt{\gamma}}{4} \end{aligned}\right\} \quad (4')$$

et finalement : $S_{3l} = S_{2l}\Gamma'$ (5)

$$S_0 = \frac{S_{3l}}{k} = S_{2l}\Gamma'' \quad (6)$$

$$M_{3l} = M_{2l}\Gamma''', \quad (7)$$

où l'on pose : $\Gamma' = \frac{1+\sqrt{\gamma}}{4}$, (5')

$$\Gamma'' = \frac{\gamma+\sqrt{\gamma}}{2}, \quad (6')$$

$$\Gamma''' = \frac{1+\gamma+2\sqrt{\gamma}}{4}, \quad (7')$$

et où M_{2l} représente la quantité de métal dans le cas du réseau à deux conducteurs. On voit, d'après les formules 5, 6 et 7, que Γ', Γ'' et Γ''' représentent le rapport des sections ou des quantités de métal des réseaux à trois ou à deux fils. On peut tracer les courbes de Γ en fonction de γ. Donc, pour le calcul des sections, on pourra déterminer d'abord la section nécessaire dans le cas d'un réseau à deux conducteurs, puis multiplier cette section par Γ' pour trouver la section des conducteurs extérieurs, et par Γ'' pour trouver la section du conducteur neutre.

Dans la plupart des cas, la différence de charge maxima des deux ponts n'est pas donnée par la charge maxima du conducteur neutre d'après l'équation (1), mais par l'équation de condition

$$i - i_b \leqslant \eta i_a. \quad (1')$$

où l'on a : $i_a > i_b$ et $0 \leqslant \eta \leqslant 1$.

Les cas limites que l'on peut considérer lorsque la différence est ainsi donnée en pour cent, sont les suivants :

1° Le premier pont du réseau à trois fils est parcouru par le courant J et le second pont par le courant $(1-\eta)J$: le conducteur neutre est parcouru par un courant ηJ. La plus grande diminution de tension sur le premier pont est :

$$\frac{LJ\rho}{S_{3l}} + \frac{L\eta J\rho}{S_{3l}/k}.$$

2° Le premier pont du réseau à trois conducteurs est parcouru par le courant $(1-\eta)J$; le second pont est parcouru par le courant J, et le conducteur neutre par le courant ηJ. La différence de tension du premier pont

$$\frac{L\rho(1-\eta)J}{S_{3l}} - \frac{L\rho\eta J}{S_{3l}/k}$$

peut être positive ou négative suivant que $(1-\eta)$ est plus ou moins grand que ηk. Si la différence est positive, c'est-à-dire s'il se produit une diminution de tension, il est inutile de l'examiner, puisqu'elle est inférieure à la diminution correspondant au premier cas. Mais si la différence est négative, c'est-à-dire s'il se produit une élévation de tension, la variation totale est la somme de deux variations. On a donc :

$$\Delta v = \frac{L\rho J}{S_1}(1+\eta k) \quad \text{pour} \quad k < \frac{1}{\eta} - 1$$

$$\text{et} \quad \Delta v = \frac{L\rho J}{S_2}(\eta + 2\eta k) \quad \text{pour} \quad k > \frac{1}{\eta} - 1.$$

On a donc :

$$\left.\begin{aligned} S_1 &= S_{2l}\frac{1+\eta k}{4} \quad \text{pour} \quad k < \frac{1}{\eta} - 1 \\ \text{et} \quad S_2 &= S_{2l}\frac{\eta+2\eta k}{4} \quad \text{pour} \quad k > \frac{1}{\eta} - 1. \end{aligned}\right\} (8)$$

Le volume de métal est donné par l'expression :

$$\left.\begin{aligned} M_1 &= M_{2l}\frac{(1+\eta k)\left(2+\frac{1}{k}\right)}{2} \quad \text{pour} \quad k < \frac{1}{\eta} - 1 \\ M_2 &= M_{2l}\frac{\eta+2\eta k\left(2+\frac{1}{k}\right)}{2} \quad \text{pour} \quad k > \frac{1}{\eta} - 1. \end{aligned}\right\} (9)$$

La détermination de la proportion la plus favorable entre la section des conducteurs exté-

rieurs et celle du conducteur neutre n'est plus aussi facile que précédemment. Les fonctions $M_1 = M_1(k)$ et $M_2 = M_2(k)$ représentent deux groupes d'hyperboles, et, pour chaque valeur de η, deux hyperboles déterminées qui se coupent au point $k = \frac{1}{\eta} - 1$. A gauche du point de rencontre, la quantité de métal M_{3l} est donnée par l'équation $M_1 = M_1(k)$ et, à droite, par l'équation M_2.

En annulant les dérivées, on trouve une valeur minima pour $k = 1/\sqrt{2\eta}$ et pour $k = 1/2$. La courbe qui donne le meilleur rapport entre les sections des conducteurs extérieurs et du conducteur neutre en fonction de η se compose de trois portions dont l'une appartient à l'hyperbole $k = 1/\sqrt{2\eta}$, l'autre à l'hyperbole $k = \frac{1}{\eta} - 1$ et la troisième à une droite parallèle à l'axe des abscisses $k = 1/2$. Si l'on introduit la valeur la plus avantageuse de k dans les équations (8) et (9), on obtient pour S_{3l}, S_0 et M_{3l} en fonction de η, trois expressions différentes pour les trois régions comprises entre 0 et 1/2, 1/2 et 2/3, 2/3 et 1. On peut écrire pour simplifier :

$$S_{3l} = S_{2l}H'; \quad S_0 = \frac{S_{3l}}{k} = S_{2l}H''; \quad M_{3l} = M_{2l}H''', \quad (10)$$

expressions dans lesquelles les courbes H ne sont pas continues, mais sont formées chacune de trois parties différentes. Les courbes H ont la même signification que les courbes Γ dont il a été question précédemment.

L'auteur applique ensuite les mêmes considérations au cas d'un réseau triphasé avec phases groupées en étoile en tenant compte non seulement des grandeurs, mais aussi des phases des chutes de tension dans la ligne. Chaque variation de tension est mesurée par la projection de la chute de tension sur le vecteur de courant, et représente un accroissement ou une diminution suivant que la projection tombe dans la direction négative ou positive du courant.

B. L.

***Sur les prix de revient des câbles à trois conducteurs et de leur pose.* — Watson.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 11 mars 1906.

L'auteur, dans une conférence faite à Manchester, étudie les différents systèmes employés pour la pose des câbles. Il suppose qu'un câble à trois conducteurs de 97, 48,5 et 97 mm² de section soit à poser. Ce câble coûte 6 750 francs : l'isolement représente 60 pour 100 du prix du cuivre employé. Les différents prix de revient sont résumés dans le tableau suivant :

SYSTÈME DE POSE	PRIX DE REVIENT PAR KILOMÈTRE					
	ENVELOPPE	CABLE	POSE	COFFRETS	TERRASSEMENTS	TOTAL
	fr.	fr.	fr.	fr.	fr.	fr.
Câble armé entre planches de bois.	675	8 100	300	225	2 640	11 640
Pose fixe dans des caniveaux en bois. . . .	2 775	6 750	225	150	2 640	12 540
Pose fixe dans des caniveaux en asphalte. .	2 925	6 750	225	150	2 640	12 690
Pose dans un tuyau de poterie de 10 cm. .	1 500	6 750	450	975	2 640	12 315
Pose dans trois tubes de fer de 5 cm. . . .	1 950	6 750	450	975	2 640	12 765
Pose dans trois tuyaux de poterie de 5 cm. . .	2 640	6 750	450	975	2 640	13 455
Pose dans un tuyau de poterie en trois parties.	3 300	6 750	450	975	2 640	14 115
Pose dans trois tubes de fibre de 5 cm. dans du béton.	3 630	6 750	450	975	2 640	14 445
Pose dans un tube de fonte de 10 cm. . .	3 825	6 750	450	975	2 640	14 640

E. B.

***Expériences faites sur les coupe-circuits fusibles.* — W. Marchant et A. Lawson.** — *The Electrician*, 2 mars 1906.

On sait que fréquemment, quand un coupe-circuit fusible et un disjoncteur automatique sont en série, ce dernier fonctionne sans que le fusible ait eu le temps de fondre. Les auteurs ont fait un certain nombre d'expériences avec un disjoncteur et des fusibles pour déterminer le courant de fusion et le temps nécessaire à ces derniers.

1° Le disjoncteur fut placé en série avec un groupe de fusibles reliés en parallèle. L'appareil était réglé pour que la disjonction se produisît exactement en même temps que la fusion des coupe-circuits. On peut ainsi déterminer comment varie la durée de la rupture pour des différents nombres de fusibles en parallèle. Si $\overline{C}$ est le courant normal de fusion d'un fil, $n\overline{C}$ doit être le courant normal de fusion de n fils en parallèle : si C est le courant juste suffisant pour fondre un fil en série avec le disjoncteur, le courant nécessaire pour fondre n fils en

parallèle doit être nC, si la durée de l'opération est constante. Mais si la durée de l'opération dépend du courant, l'intensité nécessaire pour fondre n fils ne sera pas nC, mais sera plus grande ou moins grande. Pour un seul fil, $\overline{C}$ est proportionnel à C. Pour n fils, la relation entre n et C′, courant nécessaire, est donnée à peu près exactement par la formule

$$C' = 4{,}5 + 5{,}06\, n \text{ ampères},$$

quand il s'agit de fils de cuivre de 0mm,09. La durée relative de l'opération est à peu près donnée par la formule :

$$\frac{t}{t'} = \frac{1}{n^2}\left(\frac{C'}{C}\right)^2,$$

si l'on appelle t et C les constantes relatives au fil unique, et t' et C′ celles relatives au cas de n fils. En remplaçant t' par sa valeur, on obtient : $\frac{t}{t} = 0{,}28 + \frac{0{,}50}{n} + \frac{0{,}22}{n^2}$

ou $$\frac{t}{t'} = 0{,}28 + \frac{2{,}52}{(C - 4{,}5)} + \frac{5{,}4}{(C - 4{,}5)^2}.$$

2° Les auteurs ont fait ensuite des expériences sur des fils d'étain ordinaires de différents diamètres en série avec le disjoncteur. Cet appareil était réglé pour que la rupture se produisit juste au moment de la fusion du fil quand un courant C était brusquement établi dans le circuit. Ce courant avait d'abord, comme dans l'expérience précédente, une intensité juste suffisante pour actionner le disjoncteur, puis une intensité de 25 pour 100, 50 pour 100 et 75 pour 100 plus grande. La courbe trouvée dans le premier cas montre que la relation entre C et $\overline{C}$ est à peu près donnée par l'équation

$$C = 3{,}05\overline{C}^{1.18}.$$

Soit ρ la résistance spécifique du fil, l sa longueur et d son diamètre : la chaleur développée par le courant C est à peu près égale à $C^2\rho l t/d^2$, en appelant t la durée du passage du courant. Cette quantité doit être supérieure à une certaine valeur par unité de volume du fil pour que la fusion se produise. Donc on doit avoir :

$$C^2\rho\frac{l}{d^2}t > K_1\frac{\pi d^2 l}{4},$$

K_1 étant une constante. C^2t est donc à peu près proportionnel à d^4 ou C à $d^2/\sqrt{t}$: si t est constant, C est à près proportionnel à d^2. Avec un courant permanent $\overline{C}$, la chaleur produite est proportionnelle à $\overline{C}^2\rho l/d^2$. Le refroidissement est proportionnel à πld : au moment où le fil fond, on a $C^2\rho l/d^2 > K_2\pi ld$, K_2 étant une constante physique : on a donc à peu près $\overline{C}^2$ proportionnel à d^3 ou $\overline{C}$ proportionnel à $d^{3/2}$.

3° Les auteurs ont répété la même expérience sur des fils de différents métaux, et ont trouvé que le rapport $C/\overline{C}$ est dans tous les cas plus petit que pour l'étain, ce qui prouve que la durée de fusion de ce métal est plus grande que celle des autres métaux. Les résultats comparatifs pour des fils de 0mm,37 sont les suivants :

	ALUMINIUM	CUIVRE	EUREKA	MAILLECHORT	PLATINOÏDE	ÉTAIN
	Amp.	Amp.	Amp.	Amp.	Amp.	Amp.
$\overline{C}$	17,0	19,5	9,1	8,8	9,1	4,0
C	45,0	52	26,3	27,3	25,9	16,7
Rapport	2,65	2,67	2,90	3,10	2,86	4,17

R. R.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉPHONIE SANS FIL

***Sur les résonateurs placés dans le champ de radiation d'un oscillateur électrique.* — Aschkinass.** — *Drudes annalen*, avril 1906.

L'auteur fait un certain nombre de remarques sur l'étude publiée par Paetzold [1]. Ce dernier a trouvé des résultats en contradiction avec les publications antérieures. Le problème dont il s'agit est celui de la résonance multiple. Un oscillateur électrique peut amener en oscillations simultanées des résonateurs de différentes périodes propres et, dans certaines circonstances, chaque isolateur individuel vibre suivant sa période propre. Sarasin et de La Rive ont admis, pour expliquer ce phénomène, que l'excitateur de Hertz émet une série d'ondes de différentes longueurs. Poincaré et Bjerkness ont montré que la résonance multiple est une conséquence de l'amortissement relativement fort dans le primaire : d'après ces auteurs, l'oscillateur n'émet que des oscillations fortement amorties d'une seule période. Garbasso a montré que ces deux façons sont, au fond, identiques entre elles, puisqu'une oscillation fortement amortie

(1) Voir *Eclairage Electrique*, tome XLVI, 24 mars 1906, p. 475.

peut toujours être décomposée en série de Fourier. On peut donc aussi bien dire qu'un résonateur, placé en un point de l'espace, est excité par une onde très amortie ou bien par un nombre infini d'ondes différentes non amorties.

Ceci dit, il faut distinguer trois cas :

1° L'amortissement du résonateur est faible vis-à-vis de celui de l'oscillateur ;

2° L'amortissement du résonateur est du même ordre de grandeur que celui de l'oscillateur ;

3° L'amortissement du résonateur est grand par rapport à celui de l'oscillateur.

Ce n'est que dans le premier cas que l'on obtient les phénomènes de résonance multiple, c'est-à-dire que le résonateur vibre toujours, suivant sa période propre. Dans le second cas, la fréquence de l'oscillation dépend des deux périodes; dans le troisième cas, le résonateur vibre toujours avec la période de l'oscillateur.

Dans le premier cas, il est avantageux de considérer l'émission de l'excitateur comme un spectre continu dans lequel le résonateur cherche sa longueur d'ondes propres. Pour décrire complètement le phénomène, il faudrait encore indiquer la répartition des amplitudes pour les différentes longueurs d'ondes; mais, même sans cela, il est avantageux dans un grand nombre de cas de conserver la représentation d'un spectre continu. L'auteur, en collaboration avec Garbasso, a réussi, au moyen d'une réfraction prismatique, à séparer dans l'espace les ondes individuelles contenues dans la radiation totale d'une excitation de Hertz. Il semble donc que, pour l'explication des phénomènes observés, la façon de voir de Sarasin et de La Rive soit plus commode que celle de Poincaré et Bjerkness.

Les phénomènes d'absorption sélective et de réflexion sur des grilles de résonateurs, tels que les ont observés Garbasso, Schaefer et l'auteur, peuvent, d'après l'auteur, être expliqués facilement avec la théorie de Sarasin et de La Rive, si l'on se représente que l'excitateur émet un spectre continu d'ondes et que le résonateur de mesure, ainsi que les résonateurs à grille, ne répondent qu'à une seule longueur d'ondes. Évidemment, cette façon de voir n'est admissible qu'à condition que l'amortissement des résonateurs soit extrêmement faible vis-à-vis de celui de l'oscillateur. Il est donc extrêmement probable que les contradictions observée par Paetzold dans ces mesures proviennent de ce que le dispositif expérimental de cet auteur ne remplissait pas les conditions extrêmes d'amortissement nécessaires. Ses expériences sont d'ailleurs, sur beaucoup de points, sujettes à la critique. Sans insister sur le fait que la distance des deux résonateurs était beaucoup trop faible, on peut remarquer simplement que Paetzold opérait avec des faisceaux divergents, sans employer ni miroir concave ni lentille; il est à peine besoin de rappeler que, si l'on opérait de cette façon en optique pour des mesures analogues, on n'obtiendrait aucun résultat exact.

Dans les expériences sur le système de résonateurs dans l'espace, le faisceau était totalement divergent : or un tel système représente un milieu fortement réfringent et dispersant pour toutes les ondes dont la période se rapproche de celle des éléments constitutifs. Au voisinage de la consonance, la dispersion est anormale. Or il s'agit précisément de telles ondes dans l'expérience en question : le faisceau incident étant divergent, les rayons doivent, dans les conditions données, être resserrés par le milieu et, si la perte d'intensité par absorption et réflexion n'est par trop grande, on doit observer un accroissement de l'énergie reçue par le système récepteur lorsqu'on introduit le système résonateur. Cet accroissement a été observé par Paetzold qui n'a pu l'expliquer et en a tiré des conclusions fausses. La valeur du déplacement diffère pour les différents résonateurs individuels, car l'indice de réfraction du milieu varie très fortement avec les longueurs d'ondes. On obtient donc, en tous les points de la région du spectre étudiée, un accroissement d'énergie de valeur variable : cet effet se superpose à l'absorption sélective, et il n'est pas surprenant que le maximum d'absorption subisse, dans ces circonstances, un déplacement sensible.

D'autres expériences ont été faites par Paetzold avec des systèmes de résonateurs disposés dans un plan. Dans ce cas également, il peut bien se produire une réfraction sensible des rayons, car la sphère d'action d'un résonateur oscillant n'est pas limitée à son plan.

R. V.

Sur la téléphonie sans fil. — **Hugo Mosler.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 22 mars 1906.

Dans sa dernière publication (¹) sur l'interrup-

(¹) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLII, 25 mars 1905, page 470.

teur à arc, l'auteur a indiqué qu'une bobine d'induction, accouplée avec un dispositif convenable, transmet à l'étincelle toutes les modulations du son auquel est soumis l'arc. On se heurte à des difficultés dès qu'on emploie l'un des interrupteurs connus, car il se produit des interruptions de courant subites qui « hachent » les tons transmis et rendent la réception incompréhensible.

Les conditions sont bien meilleures quand la bobine d'induction est alimentée par du courant alternatif. La figure 1 représente le montage

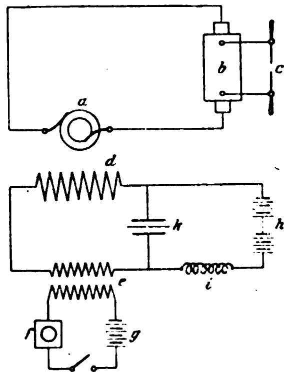


Fig. 1.

adopté par l'auteur : *a* représente l'induit du générateur, *b* la bobine d'induction et *c* l'éclateur. En outre, *d* représente l'enroulement inducteur, *e* le transformateur et *f* un microphone avec une batterie *g*. Pour que les oscillations de courant produites par la parole agissant sur le microphone ne passent pas par la source de courant *h* et ne perdent pas ainsi de leur intensité, l'auteur emploie une bobine de self-induction *i* qui arrête ces oscillations : celles-ci passent directement à l'enroulement inducteur par le condensateur *k*. Si des ondes sonores frappent la membrane du microphone *f*, les oscillations de courant ainsi produites se transmettent inductivement par le transformateur *e* et produisent des variations du courant d'excitation correspondant aux tons et sons à transmettre ; les courants alternatifs produits par le générateur *a* sont ainsi influencés. Ce dispositif est, d'une façon générale, analogue à celui indiqué par Simon pour l'arc chantant. Si la bobine d'induction *b* est alimentée par des courants ainsi influencés par la parole, l'étincelle *c* reproduit nettement et exactement tous les tons. Il est bon d'employer des électrodes à pointes très aiguës. Malheureusement la forte impédance des inducteurs produit un affaiblissement considérable de l'intensité du son.

Le montage suivant est préférable (fig. 2) : le

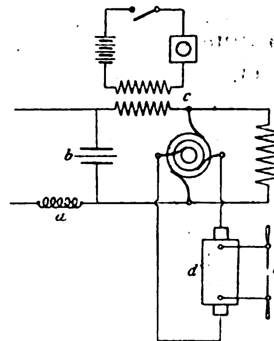


Fig. 2.

courant d'alimentation d'une commutatrice est directement influencé par les courants microphoniques. La bobine *a* et le condensateur *b* jouent le même rôle que précédemment pour empêcher les courants microphoniques d'aller sur le réseau. Les variations de courant produites par le circuit du microphone sont transmises, par l'intermédiaire du transformateur *c* au circuit de l'induit, de sorte que le courant alternatif recueilli aux bagues subit des variations de tension qui se transforment en ondes sonores à l'éclateur *e* de la bobine *d*. On obtient des résultats encore meilleurs en intercalant directement le transformateur dans le circuit alternatif, comme l'indique la figure 3. Avec ce montage, l'auteur

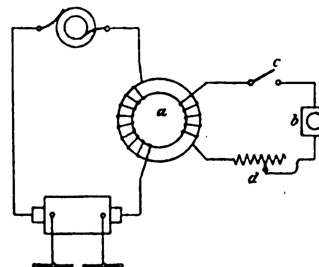


Fig. 3.

a obtenu les résultats les plus satisfaisants en employant un transformateur en anneau dont l'enroulement était constitué par quatre couches isolées d'un même fil. Chaque couche était divisée en quatre parties de telle façon que l'on pouvait

obtenir les rapports de transformation compris entre 1/1 et 1/15. Le microphone *b* pouvait supporter des charges de 3 ampères sous une cinquantaine de volts. Quand l'interrupteur *c* était fermé et qu'aucune onde sonore n'atteignait le microphone, la tension était de 5 volts environ. Quand on parlait ou sifflait devant la membrane, la différence de potentiel s'élevait à 25 volts et atteignait 40 à 50 volts sous l'effet d'ondes sonores puissantes. On voit qu'il n'y a aucune batterie microphonique dans ce montage.

Les résultats obtenus avec le montage de la figure 3 sont satisfaisants, et il est possible d'entendre, à quelque distance, les sons reproduits par l'éclateur qu'alimente la bobine d'induction. Ces sons sont malheureusement troublés par le bruit propre des étincelles, qui dépend de la fréquence du courant alternatif. Si l'on place un condensateur en parallèle avec l'éclateur, de façon que la décharge ait un caractère oscillant, les détails de la parole ne sont plus transmis d'une façon distincte.

L'auteur a ensuite étudié si les oscillations ainsi produites par la parole pouvaient être transmises par un dispositif de téléphonie sans fil. Pour cela, il a relié un pôle de l'éclateur à la terre et l'autre pôle à une antenne formée de 14 fils de 50 mètres de longueur suspendus à 32 mètres de hauteur. Le poste récepteur, comprenait un seul fil de 50 mètres de longueur suspendu également à 32 mètres de hauteur : le détecteur employé était un détecteur électrolytique de Schlœmilch. Les résultats ont été très nets. A une distance de 2 kilomètres, et malgré la présence, entre les deux postes, de la ville de Brunswick avec des tours élevées, des toits métalliques et des fils téléphoniques aériens, on entendait nettement dans le récepteur toutes les sonorités de l'arc sifflant.

Pour pouvoir transmettre ainsi la parole, il serait nécessaire d'augmenter l'intensité des sons émis par l'éclateur et de faire disparaître le bruit propre de l'étincelle oscillante. Peut-être pourrait-on avantageusement employer le montage indiqué par Simon pour l'arc triphasé parlant. Avec ce dispositif, le bruit propre de l'étincelle devrait disparaître, car, à chaque instant, par suite des propriétés des courants triphasés, les actions sonores dues aux décharges des différentes phases se compensent. R. V.

MESURES

Voltmètre différentiel pour courant continu et courant alternatif. — **Kallmann.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 5 avril 1906.

L'auteur a déjà indiqué l'emploi que l'on peut tirer des résistances autorégulatrices pour l'étalonnage des compteurs [1]. Il a songé à employer aussi ces résistances pour réaliser un voltmètre différentiel. Si l'on place en série des résistances variables, en fer, par exemple, telles que celles employées dans les lampes Nernst, et une résistance ordinaire, on dispose, aux bornes de cette résistance, d'une différence de potentiel invariable que l'on peut prendre comme terme de comparaison en employant un dispositif analogue à la méthode de compensation (fig. 1) :

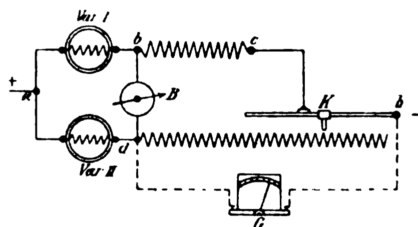


Fig. 1.

avec des résistances variables I et II, on peut réaliser une méthode indirecte avec mesure au zéro. Un galvanoscope ou un téléphone (sur courant alternatif), ou bien un indicateur quelconque B est relié aux points *b* et *d*. Le voltmètre à étalonner *b*, dont la résistance intérieure est *w*, par exemple, est relié au point *d* et à un contact glissant *k* que l'on déplace sur la résistance invariable jusqu'à ce que l'indicateur B soit au zéro.

Le montage indiqué permet seulement de vérifier l'exactitude d'un voltmètre existant ou d'appareils analogues. Un montage avec pont de Wheatstone permet de vérifier la graduation d'appareils de mesure, ou bien également de faire directement des mesures de tension. La figure 2 montre un de ces montages : *a* et *b* sont deux résistances variables, r_1 et r_2 deux résistances invariables, ainsi que W_1, W_2 et R. Dans le pont, entre *a* et *b* d'une part, et entre r_1 et r_2 d'autre part, on place un galvanoscope, un relais, un indicateur ou un téléphone (sur cou-

[1] Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 14 avril 1906, page XXI.

rant alternatif) B : le voltmètre à vérifier G est connecté comme l'indique la figure. En outre, le pont contient un commutateur U à trois positions 1, 2 et 3. Le fonctionnement est le suivant :

Le groupe de résistances est intercalé entre les deux pôles du réseau de façon que le courant,

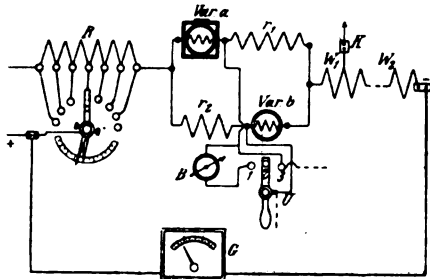


Fig. 2.

de $2 \times 0{,}15$ ou 0,3 ampère par exemple, parcourre la résistance réglable R et les deux résistances auxiliaires fixes W_1 et W_2 et se divise en deux courants partiels parcourant a et r_1 ou b et r_2. Quand chacune des résistances variables possède une région de réglage comprise entre 10 et 30 volts, région pour laquelle le courant conserve une intensité invariable, 0,15 ampère, par exemple, sa résistance moyenne est de $20/0{,}15 = 133$ ohms. L'égalité du pont devrait donc être obtenue pour $r_1 = r_2 = 133$ ohms. Pour une tension régulière de 220 volts, par exemple, il doit exister en a et b, ainsi qu'en r_1 et r_2, une différence de potentiel de 20 volts, de sorte que le pont absorbe 40 volts, tandis que le reste est absorbé par les résistances fixes W_1 et W_2 (160 volts, par exemple), et par la résistance réglable R (20 volts, par exemple). Donc, si la tension est exactement de 220 volts, toutes les branches du pont sont égales et l'indicateur B est au zéro (le commutateur étant sur la position 1). Un voltmètre G doit alors, s'il est exact, marquer 220 volts, quelle que soit sa résistance intérieure qui est, avec cette méthode, sans influence sur la mesure. Si la tension varie de 1 volt, c'est-à-dire devient 221 volts, les résistances variables a et b prennent une résistance de $21/0{,}15 = 140$ ohms ; l'équilibre du pont est détruit et l'indicateur B ne reste plus au zéro. En réglant la résistance R, on peut rétablir l'équilibre jusqu'à ce que B revienne au zéro. Ce réglage exige peu de secondes et, même sur courant alternatif avec un téléphone, on peut régler à 1/4 de volt près. Sur la position 2, le commutateur U interrompt le pont. Les résistances $a + r_1$, $b + r_2$ sont alors simplement en parallèle. Si le pont n'était pas en équilibre, il doit exister entre a et r_1 et entre b et r_2 une répartition de tension différente de celle existant quand le pont est court-circuité (position 3 du commutateur U). C'est seulement lorsque le pont était en équilibre, c'est-à-dire quand $a = b = r_1 = r_2$ que l'ouverture et la mise en court-circuit du pont ne produit aucune différence dans le degré d'incandescence des résistances variables : on peut donc, en manœuvrant le commutateur U, reconnaître, d'après l'accroissement d'éclat ou l'assombrissement des résistances réglables, s'il existe encore, ou non, des différences. Il suffit de régler la résistance R jusqu'à ce qu'aucune variation d'éclat ne se produise à l'ouverture ou à la fermeture du pont. Sur la graduation de R, on lit alors les tensions existantes. Comme on le voit, tout appareil indicateur est ainsi devenu inutile. Pour le courant continu et alternatif, cette méthode de mesure est extrêmement simple.

E. B.

***Sur les mesures de résistance.* — Jaeger. —**
Zeitschrift für Instrumentenkunde, mars 1906.

L'auteur examine les quatre méthodes principales employées pour la mesure des résistances avec un galvanomètre à aiguille, et il indique les cas dans lesquels elles peuvent être employées avec le plus d'avantages.

Dans la méthode de Thomson, la résistance à mesurer A doit être à peu près égale à l'étalon B : le rapport de la résistance a du pont à A doit avoir une valeur très petite. La résistance du galvanomètre doit être A/2. La sensibilité est $E/2\sqrt{2}$ en appelant E la différence de potentiel employée.

Dans la méthode du pont de Wheatstone, les conditions les plus favorables sont obtenues pour $a = A$, $B/A = \infty$ et $g = 2A$. La sensibilité est la même que dans les méthodes précédentes.

La méthode différentielle est la plus sensible dans des conditions favorables, c'est-à-dire quand on a $b = A$, $aB/A^2 = 1$, $a/A = 0$, $B/A = \infty$ et $g = A$. La sensibilité est alors $1/2E$.

La méthode de compensation est la moins sensible, même dans les meilleures conditions, pour

lesquelles on a $b = a = A$, $a/A = B/A = 1$ et $g = A$. La sensibilité est $1/4E$. La méthode différentielle seule peut être employée avec de fortes résistances. Si l'on peut modifier simultanément dans la même proportion A et b, la sensibilité peut atteindre comme valeur E.

E. B.

Mesures de l'inductance. — **E.-B. Rosa et F.-W. Grover.** — *Science Abstracts*, 26 février 1906.

Les auteurs ont fait un grand nombre de mesures sur des inductances de valeur faible ou élevée au moyen de la méthode d'Anderson en employant soit une batterie et un galvanomètre d'Arsonval, avec un commutateur rotatif pour interrompre et inverser simultanément le courant et les connexions du galvanomètre, soit un courant alternatif et un galvanomètre à vibration accordé à la fréquence du courant produit par le générateur. La méthode a été trouvée rapide et commode : l'exactitude obtenue dépasse celle de la plupart des autres méthodes employées. L'inconvénient principal du galvanomètre à vibration est que sa sensibilité décroît rapidement quand la fréquence du courant diffère de la fréquence naturelle du galvanomètre, mais, en pratique, il n'est pas difficile de maintenir la fréquence à une valeur convenable pour obtenir la sensibilité maxima. Les valeurs obtenues pour plusieurs bobines d'inductance de 100 millihenry et moins, mesurées isolément ou par groupes de deux ou trois en série, présentent des différences de l'ordre de 0,1 pour mille par rapport à la valeur moyenne.

R. R.

Mesure absolue de l'inductance. — **E.-B. Rosa et F.-W. Grover.** — *Science Abstracts*, 26 février 1906.

La méthode la plus simple pour la détermination directe de l'inductance d'une bobine est celle proposée primitivement par Joubert et consistant dans la détermination séparée de l'impédance et de la résistance ohmique de la bobine, ainsi que de la fréquence du courant employé. Dans une méthode dérivée, décrite par Gray, on place une résistance non inductive en série avec la bobine dont on veut déterminer l'inductance, et on fait passer un courant alternatif à travers le tout : au moyen d'un électromètre, on détermine la différence de potentiel entre les extrémités de la résistance non inductive (R_2) et de la bobine (R_1 et L). L'inductance est alors donnée par l'expression

$$L = \frac{R_1}{p}\left[\frac{R_2^2 V_1^2}{R_1^2 V_2^2} - 1\right]^{1/2},$$

p étant égal à 2π fois la fréquence du courant, qui doit être aussi sinusoïdal que possible.

Les auteurs ont modifié la méthode de Gray en variant la résistance R_2 jusqu'à ce que la différence de potentiel entre les extrémités de celle-ci soit égale à la différence de potentiel entre les extrémités de la bobine inductive : ces mesures étaient faites au moyen d'un électromètre. Si l'on suppose le courant sinusoïdal, on a alors $L = \frac{1}{p}(R_2^2 - R_1^2)^{1/2}$.

L'objection principale que l'on peut faire à cette méthode est qu'elle exige un courant sinusoïdal ou bien la connaissance exacte de la forme du courant pour le calcul de la correction due aux harmoniques. Le facteur de correction pour la forme d'ondes est égal à

$$\left[\frac{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + \ldots}{I_1^2 + 9I_3^2 + 25I_5^2 + \ldots}\right]^{1/2},$$

en appelant I_1, I_3, I_5 les valeurs des composantes du courant d'ordre 1, 3, 5... Les courbes étaient déterminées au moyen d'un ondographe de Rosa, consistant essentiellement en un potentiomètre à courant alternatif combiné avec un cylindre imprimeur. Les résultats de trois séries de mesures faites sur deux étalons d'inductance de 1 henry ont présenté une différence moyenne de 3 à 10 cent-millièmes.

R. R.

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome XLVII. Samedi 12 Mai 1906. 13e Année. — N° 19.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

ÉTUDE DES INSTALLATIONS A COURANT ALTERNATIF
PAR LA MÉTHODE DES GRANDEURS WATTÉES ET MAGNÉTISANTES (*Fin*)[1].

VI. — CONSERVATION DE LA PUISSANCE WATTÉE ET DE LA PUISSANCE MAGNÉTISANTE.

Dans un réseau, la somme algébrique des puissances réelles instantanées aux bornes de tous les appareils (alternateurs, lignes, bobines de réactance, transformateurs, moteurs, etc.) est nulle, c'est-à-dire que $\Sigma ei = \Sigma \Pi = 0$;
ceci résulte immédiatement du principe de la conservation de l'énergie, appliqué pendant l'instant *dt*.

On a donc
$$\Sigma \Pi_w + \Sigma \Pi_m = 0, \qquad (78)$$
et on peut se demander si on n'a pas séparément, entre les puissances instantanées wattées d'une part et magnétisantes de l'autre,
$$\Sigma \Pi_w = 0 \qquad (79)$$
$$\Sigma \Pi_m = 0. \qquad (80)$$

Nous allons voir qu'il n'en est ainsi que si tous les appareils sont en série.

On a en effet, dans ce cas, entre toutes les f. é. m. ou d. d. p. wattées, y compris les chutes de tension wattées Ri (2e loi de Kirchhoff): $\Sigma e_w = 0$. En multipliant par l'intensité i du courant commun à tous les appareils, on obtient $\Sigma e_w i = 0$, qui n'est autre que l'équation (79).

De même on a, entre toutes les f. é. m. ou d. d. p. magnétisantes, y compris les chutes de tension magnétisante $L\, di/dt$, la relation $\Sigma e_m = 0$, d'où $\Sigma e_m i = 0$ qui n'est autre que l'équation (80).

Si tous les appareils sont en dérivation (fig. 6), on peut bien, en appliquant la 1re loi de Kirchhoff, établir les relations $\Sigma i e_w = 0$, $\Sigma e i_m = 0$; mais, ainsi que nous l'avons déjà signalé,

---

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 5 mai 1906, page 166.

dans le cas des courants sinusoïdaux (v. la remarque à la fin du paragraphe III), ei_w n'est pas égal à $e_w i$ et ne représente pas la puissance wattée aux bornes.

De même ei_m n'est pas égal à $e_m i$ et ne représente pas la puissance magnétisante aux bornes.

Dans le cas de la figure 6, il faudrait, pour établir les équations (79) et (80), démontrer que

$$e_w i = e'_w i' + e''_w i'' + e'''_w i''',$$

et

$$e_m i = e'_m i' + e''_m i'' + e'''_m i'''.$$

Or, on peut, au contraire, démontrer que ces équations ne sont généralement pas satisfaites : elles ne le sont que si i, i', i'' et i''' sont complètement en phase (les harmoniques de même rang en phase), c'est-à-dire si tous les circuits dérivés entre A et B ont la même constante de temps. Car alors on a $e_w = e'_w = e''_w = e'''_w$ et aussi $e_m = e'_m = e''_m = e'''_m$; c'est-à-dire que les quatre décompositions de e sont identiques.

Ainsi les équations (79) et (80) ne sont pas applicables quand les appareils sont en dérivation, même si les f. é. m., d. d. p. et intensités sont sinusoïdales, à moins que tous les circuits dérivés aient la même constante de temps.

Toutefois, un groupe de plusieurs appareils en dérivation, tels que M′, M″ et M‴, peut être assimilé à un appareil unique, et alors $e_w i$ et $e_m i$ représentent exactement la puissance wattée et la puissance magnétisante que cet appareil unique fictif emprunte au réseau. Mais les deux appareils M′ et M″, par exemple, peuvent échanger de l'énergie par le circuit local qui les relie (courant synchronisant) et c'est ce qui arrive si i' et i'' ne sont pas en phase. Alors, une partie de l'énergie wattée fournie par l'un d'eux se transforme en énergie magnétisante dans l'autre et inversement, selon l'époque, et réciproquement.

Nous allons voir maintenant ce qu'il advient pour les puissances moyennes.

On a évidemment, aux bornes de tous les appareils, y compris les lignes :

$$\sum \frac{1}{T} \int_0^T ei\,dt = \sum \frac{1}{T} \int_0^T e_w i\,dt = \Sigma P_w = 0. \qquad (81)$$

On peut donc dire que *la somme des puissances wattées moyennes aux bornes de tous les appareils d'un réseau, lignes comprises, est constante*; ou bien, d'une manière abrégée, que *la puissance wattée moyenne se conserve.*

Nous avons vu, au paragraphe IV, qu'on ne peut, dans le cas de grandeurs alternatives non symétriques, c'est-à-dire dont les demi-périodes ne se subdivisent pas en deux quarts de période symétriques, définir la puissance magnétisante moyenne par la relation

$$P_m = \frac{1}{T/4} \int_0^{T/4} \Pi\,dt.$$

Nous ferons usage d'une *puissance magnétisante généralisée* $\mathfrak{L}_m$ définie par la relation

$$\mathfrak{L}_m = EI \sin \varphi = E\mathfrak{J}_m = \mathcal{E}_m I,$$

qui, dans le cas de grandeurs alternatives sinusoïdales, se confond avec P_m.

Si tous les appareils du réseau sont en série, nous aurons, entre les composantes magnétisantes généralisées des f. é. m. et d. d. p., y compris les chutes de tension magnétisante ($\rho' I$), d'après ce que nous avons vu plus haut $\Sigma \mathcal{E}_m = 0$.

En multipliant par la valeur efficace I de l'intensité commune, on obtient

$$\Sigma \mathcal{E}_m I = \Sigma \mathfrak{L}_m = 0 \qquad (83)$$

Donc, *dans le cas où tous les appareils sont en série, la puissance magnétisante moyenne généralisée se conserve.*

Si tous les appareils sont en dérivation, nous aurons, d'après (76),

$$\sum \mathfrak{J}_m \frac{d\varphi}{d\theta} = 0;$$

et, en multipliant par la valeur efficace E de la d. d. p. commune aux bornes, nous obtiendrons

$$\sum \mathfrak{L}_m \left(\frac{d\varphi}{d\theta}\right) = 0. \qquad (84)$$

Dans les cas particuliers où tous les paramètres $d\varphi/d\theta$ seront égaux, cette relation deviendra

$$\Sigma \mathfrak{L}_m = 0. \qquad (84\ bis)$$

C'est ce qui a lieu lorsque les grandeurs alternatives sont sinusoïdales; mais dans ce cas, la relation (84 *bis*) s'écrit ainsi:

$$\Sigma P_m = 0. \qquad (84\ ter)$$

Ainsi, *lorsque les f. é. m., d. d. p. et intensités sont sinusoïdales, la puissance magnétisante moyenne se conserve, même si tous les appareils ne sont pas en série.*

Dans le cas où les grandeurs alternatives ne sont pas sinusoïdales, on peut remplacer chaque groupe d'appareils en dérivation par un appareil unique fictif, ainsi que nous l'avons indiqué au paragraphe V. Alors on peut appliquer au réseau le principe de la conservation de la puissance magnétisante généralisée.

Remarquons d'ailleurs que, d'après ce que nous avons vu précédemment, l'expression de $\mathfrak{L}_m$ est donnée par:

$$\mathfrak{L}_m \frac{d\varphi}{d\theta} = \omega \Sigma n E_n I_n \sin \varphi_n.$$

VII. — REPORT DE LA PUISSANCE WATTÉE ET DE LA PUISSANCE MAGNÉTISANTE D'UN RÉSEAU A UN AUTRE

Considérons, par exemple, le cas où l'appareil M est un transformateur (fig. 7). Si le secondaire débite sur un réseau N de réactance $L\omega$, il y a, pendant le temps dt, accumulation dans N, d'une quantité $Li''di'' = du_m$ d'énergie intrinsèque empruntée à l'enroulement secondaire de M et qui est restituée, dans un laps de temps inférieur à T/2 (égal à T/2 si le courant i'' est sinusoïdal) par ce même réseau N, au même enroulement secondaire de M.

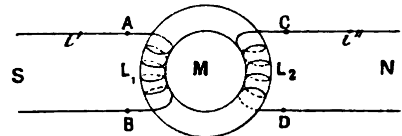


Fig. 7.

Or, la puissance réelle instantanée Π' fournie aux bornes primaires A et B est égale à la puissance réelle instantanée Π'' débitée aux bornes secondaires C et D, à la quantité près π_w, qui représente les pertes dans M. Ces pertes sont: la chaleur Joule dans le primaire et le secondaire et par hystérésis dans le fer.

On a donc

$$\Pi' = \Pi'' + \pi_w \qquad (85)$$

et la puissance π_w est entièrement wattée, c'est-à-dire définitivement dépensée, sans récupération ultérieure possible.

L'égalité (85) doit avoir lieu à tout instant, aussi bien à l'instant t, qu'à l'instant t'. Si donc Π'' comporte, à l'instant t, une certaine portion du_m de puissance magnétisante susceptible d'être exactement compensée à l'instant t', Π' doit comporter forcément à l'instant t, la même portion du_m de puissance magnétisante susceptible d'être exactement compensée à l'instant t'; car cette portion du_m ne peut provenir de π_w.

D'après cela, l'égalité (85) doit se décomposer en deux autres:

$$\Pi'_w = \Pi''_w + \pi_w \qquad (86)$$

et

$$\Pi'_m = \Pi''_m. \qquad (87)$$

Cette décomposition n'est pas purement analytique. En effet, la puissance magnétisante

du_m est réellement emmaganisée à l'instant t, dans N, et réellement restituée par N à l'instant t'. De même, elle est réellement fournie à l'instant t par le secondaire de M à N et réellement emmagasinée, dans ce secondaire, à l'instant t'.

Or cet emmagasinement de la puissance du_m, dans le secondaire de M, au temps t', correspond exactement à une certaine variation du flux dans M (nous supposons ici le transformateur sans fuite ; nous examinerons ci-après le cas où il y a des fuites). Cette variation de flux se produit aussi bien dans le primaire que dans le secondaire, et elle correspond réellement à l'emmagasinement dans le primaire d'une puissance magnétisante exactement égale à du_m. De même, pour la restitution ultérieure de puissance magnétisante.

Sans qu'il soit besoin d'examiner spécialement ce qui a lieu pour la puissance wattée, nous pouvons dire : *les échanges instantanés de puissance wattée et de puissance magnétisante, entre les deux réseaux, sont complètement indépendants l'un de l'autre.*

Voyons maintenant ce qui a lieu pour les puissances moyennes.

En intégrant (86) de o à T et divisant par T, nous aurons entre les puissances moyennes wattées ou réelles

$$P'_w = P''_w + p_w, \tag{88}$$

ce qui était évident à priori, en vertu du principe de la conservation de l'énergie.

Quant à l'équation (87) elle doit être satisfaite pour toute valeur de t, donc les harmoniques de même rang des deux membres doivent être égaux en amplitude et en phase[1].

En particulier on a, pour les amplitudes des termes en $\sin^2(n\omega t + \alpha_n)$:

$$I'_n E'_n \sin \varphi''_n = E'_n I''_n \sin \varphi''_n.$$

Multiplions cette dernière relation par $n\omega$ et additionnons membre à membre toutes les relations ainsi obtenues, nous aurons :

$$\Sigma n\omega E'_n I'_n \sin \varphi'_n = \Sigma n\omega E''_n I''_n \sin \varphi''_n$$

c'est-à-dire

$$\mathfrak{L}'_m \frac{d\varphi'}{d\theta'} = \mathfrak{L}''_m \frac{d\varphi''}{d\theta''}. \tag{89}$$

Si les paramètres $\frac{d\varphi'}{d\theta'}$ et $\frac{d\varphi''}{d\theta''}$ sont égaux, on a simplement :

$$\mathfrak{L}'_m = \mathfrak{L}''_m. \tag{90}$$

Ce cas se présente lorsque les d. d. p. e' et e'' et les intensités i' et i'' sont sinusoïdales ; mais alors les puissances magnétisantes généralisées $\mathfrak{L}'_m$ et $\mathfrak{L}''_m$ se confondent avec les puissances moyennes P'_m ot P''_m et l'équation (90) s'écrit

$$P'_m = P''_m. \tag{90 bis}$$

Lorsque les grandeurs alternatives ne sont pas sinusoïdales, l'expérience peut seule montrer si, dans les cas usuels de la pratique, $d\varphi'/d\theta'$ et $d\varphi''/d\theta''$ sont assez peu différents pour qu'on puisse appliquer, sans erreur sensible, l'équation (90).

Ainsi la puissance wattée moyenne se reporte d'un réseau à l'autre exactement, à la perte près p_w dans l'appareil.

La puissance magnétisante moyenne se reporte intégralement, d'un réseau à l'autre, si les d. d. p. et intensités sont sinusoïdales.

Il en est de même de la puissance magnétisante généralisée, lorsque les paramètres $d\varphi'/d\theta'$ et $d\varphi''/d\theta''$ sont les mêmes aux bornes primaires et secondaires.

Remarque. — Dans le cas où le transformateur comporte des fuites, une portion π'_m de la puissance magnétisante Π'_m, correspondant à ses fuites, ne se retrouve plus aux bornes secondaires dans Π''_m et, de même, une portion π''_m de la puissance magnétisante Π''_m, n'a pas son équivalent, au même instant, dans Π'_m. La relation (85) devient alors

$$\Pi'_w + \Pi'_m - \pi'_m = \Pi''_w + \pi_w + \Pi''_m - \pi''_m; \tag{91}$$

[1] Cette proposition est facile à démontrer.

qui se décompose en deux autres :

$$\Pi'_w = \Pi''_w + \pi_w \qquad \text{(identique à 86)} \qquad (92)$$

et

$$\Pi'_m - \pi'_m + \Pi''_m - \pi''_m. \qquad (93)$$

Les pertes de puissance magnétisante π'_m et π'_m ne sont pas forcément égales, mais elles sont de très minime importance dans les bons transformateurs, et très peu différentes.

Elles ne correspondent pas à des pertes réelles d'énergie, car ce sont des fonctions périodiques de période T/2, dont les valeurs moyennes, pendant cette période T/2, sont nulles.

Mais leurs valeurs moyennes, pendant leur demi-période T/4 (nous nous bornons ici au cas où les grandeurs alternatives sont sinusoïdales); ne sont pas nulles. Désignons ces dernières respectivement par p'_m et p''_m: nous aurons, entre les puissances magnétisantes moyennes, la relation

$$P'_m - p'_m = P''_m - p''_m.$$

La puissance magnétisante moyenne n'est plus alors tout à fait la même aux bornes primaires et aux bornes secondaires, du moins théoriquement. Pratiquement, p'_m et p''_m sont très petits devant P'_m et P''_m et, d'ailleurs, p'_m et p''_m sont très peu différents. On a donc d'une façon pratiquement rigoureuse :

$$P'_m = P''_m.$$

Généralisation. — Il est facile d'étendre les considérations du présent paragraphe au cas où il y a plus de deux réseaux électriques réunis deux à deux par des circuits magnétiques :

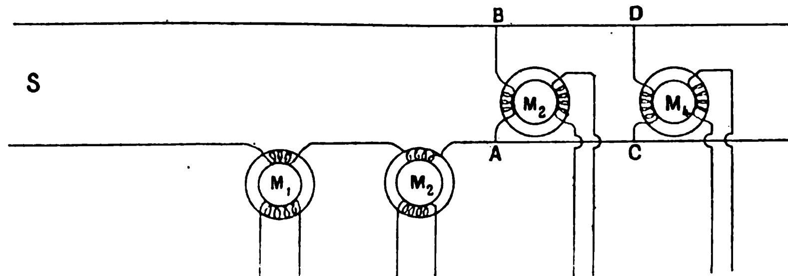


Fig. 8.

par exemple (fig. 8), s'il s'agit de plusieurs transformateurs alimentés par un même réseau primaire.

Toutefois, il faut tenir compte de ce que les appareils M_3 et M_4, montés en dérivation peuvent échanger entre eux, par le circuit local $M_3ACM_4DBM_3$, de la puissance instantanée wattée ou magnétisante, qui n'apparaît pas aux bornes de l'appareil générateur S.

Mais on a toujours

$$\Sigma P'_w = \Sigma P''_w + \Sigma p_w$$

et, si les grandeurs sont sinusoïdales, $\Sigma P'_m = \Sigma P''_m$,

relation qui, dans le cas où les grandeurs ne sont pas sinusoïdales, doit être remplacée par la suivante :

$$\Sigma \mathfrak{F}'_m \frac{d\varphi'}{d\theta'} = \Sigma \mathfrak{F}''_m \frac{d\varphi''}{d\theta''}.$$

VIII. — MODE D'APPLICATION DE LA MÉTHODE

La méthode innovée par M. Boucherot consiste à séparer, dans les raisonnements et dans les calculs, la puissance wattée moyenne de la puissance magnétisante moyenne.

L'exposition qui précède a seulement pour caractère d'étendre cette séparation aux puissances instantanées et de distinguer ainsi, à chaque instant, l'énergie transmise au dehors de l'appareil de l'énergie intrinsèque périodiquement compensée. En outre, nous avons introduit les considérations relatives à l'application de la loi d'Ohm et des lois de Kirchhoff, ce qui va nous permettre de compléter le procédé de calcul pratique des installations préconisé par M. Boucherot.

L'extension de la méthode aux puissances instantanées a surtout un intérêt théorique : elle montre que la considération des puissances wattée et magnétisante répond à la nature des choses. — Elle peut en outre, peut-être, rendre certains services dans les investigations théoriques ; mais, pour reconnaître le parti qu'on pourrait en tirer, il faudrait reprendre, une à une, plusieurs des principales questions de courant alternatif et voir si le procédé s'y applique avec avantage.

Nous allons montrer comment la méthode s'applique au calcul pratique des valeurs efficaces ou moyennes, *en nous plaçant dans le cas où toutes les f. é. m., f. c. é. m., d. d. p. et intensités sont sinusoïdales* ; nous indiquerons ensuite comment, et à quelles conditions, le procédé de calcul peut s'étendre au cas où les grandeurs alternatives ne sont pas sinusoïdales.

A) *Bobine équivalente.* — Quel que soit l'appareil à courant alternatif étudié, qu'il soit ou non le siège d'une force contre-électromotrice, nous pouvons toujours connaître par une expérience préalable, en marche normale (renseignements donnés par le constructeur) les valeurs de E, I et φ à réaliser aux bornes. Alors nous avons :

$$E_w = E \cos \varphi ; \qquad E_m = E \sin \varphi ; \qquad P_w = E_w I ; \qquad P_m = E_m I .$$

Nous pourrons donc déterminer deux paramètres R_1 et ρ_1, par les conditions :

$$R_1 = \frac{E_w}{I} = \frac{P_w}{I^2} ; \qquad \rho_1 = \frac{E_m}{I} = \frac{P_m}{I^2} .$$

Les paramètres R_1 et ρ_1 ainsi déterminés peuvent, d'ailleurs, être positifs ou négatifs. Nous les appellerons *résistance en marche* et *réactance en marche* de l'appareil. D'ailleurs, si ce dernier ne comporte aucune force électromotrice ou contre-électromotrice de provenance extérieure (voir paragraphes II, III et IV), R_1 et ρ_1 sont les résistance et réactance véritables.

Si nous imaginons une bobine de réactance fictive, ayant pour résistance R_1 et pour réactance ρ_1, et que nous appellerons *bobine équivalente* à l'appareil étudié M, nous pourrons traiter le cas de cet appareil quel qu'il soit comme celui d'une bobine de réactance.

La puissance wattée moyenne absorbée par M sera $R_1 I^2$, et la puissance magnétisante moyenne absorbée par ce même appareil sera $\rho_1 I^2$ (rappelons qu'elle ne correspond à aucune perte réelle d'énergie).

Si R_1 est positif, la bobine sera réceptrice, avec nos conventions de sens et de signes ; elle absorbera de l'énergie wattée ou réelle empruntée au réseau et transmise au dehors de M, sous forme thermique, mécanique, etc... Si R_1 est négatif, la bobine sera génératrice et empruntera de l'énergie à l'extérieur de M, pour la fournir, sous forme wattée, au réseau. De même, selon que ρ_1 sera positif ou négatif, l'appareil M se comportera, en ce qui concerne la puissance magnétisante, soit comme une self-induction, soit comme une capacité.

Si le régime est permanent, c'est-à-dire si la puissance wattée moyenne absorbée par M est constante ainsi que la puissance moyenne magnétisante, les paramètres R_1 et ρ_1 sont constants et l'étude analytique du fonctionnement de M revient essentiellement à la détermination de ces deux constantes.

Si le régime n'est pas permanent, il arrivera presque toujours que les variations de R_1 et ρ_1 seront beaucoup plus lentes que celles de i et des autres grandeurs alternatives de même fréquence que i, ou d'une fréquence double (puissance). On pourra alors considérer R_1 et ρ_1 comme constants pendant une période T, ou $T/2$, et les puissances moyennes seront encore exprimées par $R_1 I^2$ et $\rho_1 I^2$, expressions dont on pourra étudier les variations.

Remarque. — Si on connaît les résistance et réactance véritables R et ρ de l'appareil M, on

peut facilement déterminer la force électromotrice ou contre-électromotrice E' dont les composantes E'_w et E'_m sont données par les équations:

$$E_w - E'_w = RI; \qquad E_m - E'_m = \rho I.$$

B) *Procédé général de calcul des installations à courant alternatif.* — Considérons, par exemple, une installation dans laquelle les appareils récepteurs sont groupés en dérivation à l'extrémité réceptrice de la ligne (fig. 6), entre A et B.

Nous supposerons négligeable la résistance et la réactance des circuits dérivés qui relient chaque appareil à A et à B. S'il n'en était pas ainsi, il nous serait facile de tenir compte de ces circuits dérivés et de calculer les pertes de tensions efficaces wattée, magnétisante et réelle et les pertes de puissances moyenne, wattée (ou réelle) et magnétisante, comme nous le ferons, tout à l'heure, pour la ligne principale, et d'en déduire tous les éléments nécessaires au calcul.

Nous remplacerons chaque appareil M' par sa bobine équivalente et nous le caractériserons par sa résistance et sa réactance en marche R'_1 et ρ'_1 et par la tension E et l'intensité I' aux bornes, en régime normal. Nous aurons:

$$E'_w = R'_1 I'; \qquad E'_m = \rho'_1 I'; \qquad P'_w = E'_w I' = R'_1 I'^2; \qquad P'_m = E'_m I' = \rho'_1 I'^2.$$

Puisque nous connaissons φ', φ'' et φ''' en régime normal, nous pourrons calculer I'_w, I''_w et I'''_w et nous en déduirons, par la première loi de Kirchhoff (paragraphe V) la composante wattée efficace I_w de l'intensité i, dans la ligne principale $I_w = \Sigma I'_w$; de même pour $I_m = \Sigma I'_m$: d'où

$$I = \sqrt{(\Sigma I'_w)^2 + (\Sigma I'_m)^2}.$$

Les puissances moyennes wattée et magnétisante, en A et B, seront (paragraphe VI)

$$P_w = \Sigma P'_w; \qquad P_m = \Sigma P'_m.$$

Nous avons déterminé, à l'extrémité réceptrice AB de la ligne, les éléments E, I, I_w, I_m, P_w et P_m; nous pouvons calculer, pour l'ensemble des appareils récepteurs branchés entre A et B, la résistance et la réactance en marche R_1 et ρ_1, par les formules:

$$R_1 = P_w / I^2; \qquad \rho_1 = P_m / I^2.$$

Les composantes de E, par rapport à I, seront

$$E_w = R_1 I; \qquad E_m = \rho_1 I.$$

Enfin, le déphasage φ en AB est donné par la formule:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\rho_1}{R_1} = \frac{E_m}{E_w} = \frac{P_m}{P_w}.$$

Nous connaissons donc tous les éléments à fournir à l'extrémité réceptrice de la ligne.

Cette ligne elle-même ne comporte pas de force contre-électromotrice (autre que celle qui provient de sa réactance): nous n'avons donc pas à considérer sa résistance et sa réactance en marche, qui sont exactement sa résistance et sa réactance véritable S et σ, qui sont connues (1). Dans ces conditions, il est facile de calculer les pertes diverses en ligne et les éléments à fournir à l'extrémité génératrice, qui sont les suivants :

intensité efficace	$= I$
d. d. p. wattée	$= E_w + SI$
d. d. p. magnétisante	$= E_m + \sigma I$
d. d. p. réelle efficace	$= \sqrt{(E_w + SI)^2 + (E_m + \sigma I)^2}$

(1) M. Boucherot a indiqué un moyen très simple de calculer rapidement une valeur de σ très suffisamment exacte pour la pratique. V. *Bulletin de la Société internationale des Électriciens*, t. I (2e série), n° 10 de décembre 1901, p. 612-613.

puissance moyenne wattée = puissance réelle moyenne $= P_w + SI^2$
puissance moyenne magnétisante $= P_m + \sigma I^2$
résistance en marche $= \dfrac{E_m + SI}{I}$
réactance en marche $= \dfrac{E_m + \sigma I}{I}$
déphasage : tang ψ $= \dfrac{E_m + \sigma I}{E_w + SI}$
intensité wattée $= I \cos \psi$
intensité magnétisante $= I \sin \psi$.

Nous connaissons maintenant tous les éléments à fournir à l'extrémité génératrice de la ligne et nous pourrons calculer les appareils générateurs en déterminant leurs bobines équivalentes, par les mêmes procédés.

S'il y a, quelque part, sur le réseau, un transformateur, l'application de la méthode au réseau secondaire nous fera connaître les éléments à réaliser aux bornes secondaires, c'est-à-dire E'', I'' et φ''. Les renseignements fournis par le constructeur, ou par une expérience préalable, donneront le rendement r du transformateur dans les conditions à réaliser aux bornes secondaires, et le rapport de transformation K. Nous aurons donc facilement les éléments à fournir aux bornes primaires (voir paragraphe VII), savoir :

puissance wattée moyenne $P'_w = \dfrac{E''I'' \cos \varphi''}{r}$
puissance magnétisante moyenne $P'_m = E''I'' \sin \varphi''$
déphasage $\operatorname{tang} \varphi' = P'_m / P'_w$
tension efficace $E' = KE''$
tension wattée $E'_w = E' \cos \varphi'$
tension magnétisante $E'_m = E' \sin \varphi'$
intensité wattée $I'_w = P'_w / E'$
intensité magnétisante $I'_m = P'_m / E'$
intensité efficace $I' = \dfrac{\sqrt{P'^2_w + P'^2_m}}{E'}$
résistance en marche $R'_1 = E'_w / I'$
réactance en marche $\rho'_1 = E'_m / I'$.

On voit combien tous ces calculs sont faciles, simples et clairs, et combien il est étonnant qu'une méthode aussi précieuse ne se soit pas répandue très vite, alors qu'elle avait pour elle l'autorité de son promoteur, M. Boucherot.

Cette méthode s'applique d'ailleurs avec la même facilité aux calculs des installations triphasées ou diphasées.

C) *Cas où les grandeurs alternatives ne sont pas sinusoïdales.*

La méthode est encore applicable, en substituant les composantes wattées et magnétisantes généralisées $\mathcal{E}_w$, $\mathcal{E}_m$, $\mathcal{I}_w$, $\mathcal{I}_m$, ainsi que la réactance généralisée $\rho' = L\Omega$ et la puissance magnétisante généralisée $\mathcal{P}_m$, aux grandeurs correspondantes employées ci-dessus (E_w, E_m, I_w, I_m, $L\omega$, P_m), et en introduisant le paramètre Ω et les paramètres $d\varphi/d\theta$ dans certaines équations (62, 76, 84 et 89).

L'introduction du paramètre Ω ne présente pas de difficulté, car la réactance généralisée $\rho' = L\Omega$ se calcule et se mesure aussi facilement que la réactance $\rho = L\omega$; mais on ne peut pas facilement calculer, ni mesurer les paramètres $d\varphi/d\theta$.

Il y aurait donc intérêt très grand à ce que les expérimentateurs, qui en ont l'occasion,

voulussent bien vérifier dans les cas usuels de la pratique, c'est-à-dire, pour les formes de d. d. p. et d'intensités qui se présentent dans la pratique : 1° si la valeur de Ω peut être considérée comme constante pour tous les appareils d'un même réseau alimenté à une fréquence donnée; 2° si les paramètres $d\varphi/d\theta$ relatifs aux divers circuits dérivés entre deux mêmes bornes A et B (y compris le circuit d'amenée du courant) peuvent être considérés comme pratiquement égaux ; 3° si le paramètre $d\varphi/d\theta$ a la même valeur, pour les différents déphasages, aux bornes primaires et aux bornes secondaires d'un même transformateur.

Si ces vérifications expérimentales réussissaient, on serait en droit d'appliquer la méthode précédente (B), sans y rien changer, même quand les grandeurs $\mathcal{E}_w$, $\mathcal{E}_m$, $\mathfrak{I}_w$, $\mathfrak{I}_m$, ρ' et $\mathfrak{P}_m$ soient d'une nature un peu différente de celle de E_w, E_m, I_w, I_m, ρ et P_m, si elles jouent le même rôle dans les calculs.

A. Nouguier.

LES NOUVELLES LAMPES A FILAMENT MÉTALLIQUE

Depuis l'apparition de la lampe Auer à l'osmium et de la lampe Siemens au tantale, un grand nombre d'inventeurs ont orienté leurs recherches vers la réalisation de filaments métalliques à point de fusion très élevé. On sait tout l'intérêt qu'il y a à augmenter, autant que possible, la température des filaments incandescents parce que, plus cette température est élevée, et plus est grande ou, pour mieux dire, moins est minime la portion du spectre total d'énergie radiée comprise dans les limites étroites du spectre visible. En effet, plus la température est élevée et plus la longueur des oscillations engendrées est courte.

D'après Lummer, la courbe de l'énergie radiée en fonction de la longueur d'ondes est représentée par la figure 1 pour un filament de carbone ordinaire. Le maximum, très aigu, de cette courbe correspond à une longueur d'ondes de 1,5 microns. Or le spectre visible s'étend entre 0,4 et 0,8 microns, du violet au rouge : on voit donc combien est faible la portion de la surface de la courbe d'énergie utilisée pour la production de la lumière, et combien est grande la portion inutilisée. En élevant la température du filament incandescent, on déplace vers la gauche le maximum de la courbe et, comme cette courbe monte d'une façon très rapide, on voit qu'un faible déplacement produit un grand effet et permet de doubler ou même de tripler la surface utilisée. Si l'on trace la courbe des températures en fonction des longueurs d'ondes, on voit que la quantité de lumière produite est proportionnelle à la puissance cinquième de la température : un faible accroissement de température augmente donc considérablement la quantité de lumière produite.

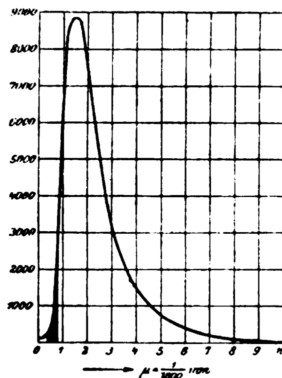


Fig. 1.

Le premier pas dans cette voie fut fait par Nernst : les bâtonnets incandescents en oxydes de la seconde classe que cet inventeur emploie dans ses lampes sont portés à une température qui peut atteindre 2 300 degrés. Malheureusement, l'extrême sensibilité du bâtonnet oblige, pour éviter les survoltages, à employer en série avec lui une résistance de fer qui absorbe, en pure perte, environ un huitième de l'énergie totale consommée par la lampe, et diminue d'autant le rendement. Le rendement de la lampe, c'est-à-dire le rapport de la quantité d'énergie

transformée en radiations lumineuses à la quantité totale d'énergie fournie par la source, atteint 0,85 °/₀ pour la lampe Nernst: il est compris entre 0,2 et 0,45 °/₀ pour les lampes à filament de carbone suivant que celles-ci sont plus ou moins poussées. La consommation spécifique des lampes Nernst est comprise entre 1,3 et 1,5 watts par bougie.

Presque au moment où la lampe Nernst apparaissait sur le marché, la lampe Auer à filament d'osmium voyait le jour. Cette lampe, dont la description a été donnée en détail (1), a un rendement de 0,62 environ et consomme 1,5 watt par bougie, son rendement est de 0,622 °/₀; la température du filament est d'environ 1910°. La grande longueur et la fragilité du filament ont empêché, jusqu'à présent de la construire pour 110 volts : on est donc forcé de mettre en série deux lampes de 55 volts sur 110 volts ou 3 lampes de 73 volts sur 220 volts. Le filament est très mou à chaud et se rompt facilement : c'est pourquoi l'on recommande de placer de préférence les lampes verticalement. Cependant, fait curieux, la pratique a montré que les filaments se rompent plus fréquemment quand ils sont verticaux que quand ils sont horizontaux : dans ce dernier cas, ils s'incurvent beaucoup entre le point d'attache et le crochet d'ancrage, mais ne se rompent que rarement. La durée d'une lampe à osmium est élevée, et le noircissement de l'ampoule est faible. Pour toutes les applications à basse tension, telles que l'éclairage sur accumulateurs ou l'éclairage par lampes portatives, ainsi que pour l'éclairage électrique des voitures, la lampe à osmium semble devoir rendre de bons services. Pour l'éclairage ordinaire sur 110 ou 220 volts, la nécessité de mettre plusieurs lampes en série et le prix très élevé de ces lampes (7 francs au détail) en empêche l'emploi étendu.

La lampe au tantale (2) qui, grâce à l'ingénieuse disposition du filament, a pu être construite pour 110 volts malgré la longueur de celui-ci, s'est répandue d'une façon rapide malgré son prix (5 francs) (3). Sa consommation spécifique est de 1,5 à 1,6 watts par bougie, c'est-à-dire à peu près la même que celle de la lampe à osmium. Sa durée véritable, c'est-à-dire la durée de fonctionnement avant la première rupture du filament, est relativement courte (4 à 500 heures); mais, lorsque le filament s'est rompu, il suffit de secouer un peu la lampe pour que les extrémités reviennent en contact et se ressoudent brusquement sous l'effet du passage du courant: la lampe fonctionne alors à nouveau pendant assez longtemps, jusqu'à ce qu'il se produise une nouvelle rupture, que l'on guérit de la même façon. De telles lampes, déjà ressoudées quatre ou cinq fois, fonctionnent parfaitement, même quand le filament a subi, du fait de soudures entre brins voisins, un raccourcissement important. Ce raccourcissement a d'ailleurs pour effet de relever l'intensité lumineuse, puisque le filament est plus poussé qu'au début. Les lampes au tantale présentent l'inconvénient de se noircir assez rapidement : le dépôt noir qui recouvre l'ampoule est assez semblable à celui des lampes à filaments de carbone. Ce dépôt est surtout important quand la lampe fonctionne sur du courant alternatif : d'ailleurs, dans ce dernier cas, la durée de fonctionnement de la lampe est beaucoup plus courte que sur courant continu, et son emploi est à déconseiller.

Outre les lampes à l'osmium et au tantale qui ont fait leurs preuves en pratique, il existe d'autres lampes nouvelles à filament métallique qui présentent un très grand intérêt.

En premier lieu, la lampe à zirconium qui possède les mêmes propriétés que la lampe à osmium, semble devoir concurrencer sérieusement celle-ci grâce à son prix peu élevé. Son filament est préparé par un traitement, à température très élevée, de l'oxyde de zirconium,

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVIII, 8 avril 1905, page 30.
(2) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVI, 3 mars 1906, page 356.
(3) Ce prix vient d'être réduit à 3 fr. 25 en Allemagne et en Angleterre.

mélangé de magnésium, par l'hydrogène. La consommation spécifique est de 1,3 watt par bougie. Chaque lampe contient deux filaments ancrés dans l'ampoule qui est très allongée (pour une tension de 110 volts). Les filaments sont mous à chaud et peuvent venir accidentellement en contact, ce qui produit un court-circuit et une destruction de la lampe. La lumière blanche de la lampe au zirconium est très belle.

En deuxième lieu, une nouvelle lampe, inventée par le Dr Kuzel et construite en Autriche, semble, d'après les résultats d'expériences effectuées sur elle, posséder des propriétés très remarquables et présenter une consommation égale ou même inférieure à 1 watt par bougie et une durée très supérieure à 1 000 heures (1). Les détails de construction de ces nouveaux filaments, préparés au moyen de métaux colloïdaux, ont été indiqués dernièrement (2).

Enfin, l'emploi du tungstène comme filament incandescent fait, en ce moment, l'objet de plusieurs applications et a donné naissance à une nouvelle lampe dite « lampe au wolfram ». La lampe au wolfram est établie d'après des brevets de A. Just et F. Hanaman, et appartient, en Autriche, à la Vereinigte Elektricitäts Werke et, en Allemagne, à la Wolfram Lampen Aktiengesellschaft. Au début (1903), les inventeurs préparaient leur filament en chauffant à haute température au moyen du courant électrique un filament de carbone placé dans la vapeur de composés oxygénés du tungstène (wolfram) ou du molybdène en présence d'un peu d'hydrogène libre. D'après le brevet anglais de 1905, la fabrication du filament est faite de la façon suivante :

L'expérience a montré que, si on recouvre un filament de carbone d'une couche de tungstène ou de molybdène d'épaisseur suffisante et si on le place dans des gaz très raréfiés ou dans le vide, afin de prévenir l'oxydation du métal, en le chauffant au moyen d'un courant électrique à une température convenable, le charbon se combine au métal et forme un carbure. Le charbon semble complètement dissous dans le métal et le filament est entièrement homogène, à tel point qu'il est impossible, en examinant au microscope une cassure, de distinguer le moindre grain de charbon. L'opération de la dissolution du charbon dure à peine quelques minutes et est d'autant plus rapide qu'il y a plus de métal par rapport au charbon.

Des filaments de charbon aussi fins que possible ($0^{mm},2$ à $0^{mm},6$ par exemple) sont soumis à l'action d'un courant électrique dans une atmosphère de chlorures de tungstène ou de molybdène (de préférence WCl^6, hexachlorure de tungstène, ou $MoCl^5$, pentachlorure de molybdène) en présence d'hydrogène ou de quelque autre gaz réducteur : le tungstène ou le molybdène est alors déposé sous forme métallique sur la surface du charbon. Quand l'épaisseur de cette couche métallique est suffisante, ce que l'on juge d'après les indications de l'ampèremètre, on porte les filaments à l'incandescence au moyen d'un courant électrique dans une atmosphère de gaz inertes raréfiés, tels que l'hydrogène à la pression de 20 millimètres. Le phénomène de dissolution indiqué plus haut se produit rapidement (quelques minutes suffisent en général). Les filaments ainsi préparés, qui contiennent du carbone combiné (sous forme de carbure pour la plus grande part), ont une apparence brillante à reflets métalliques.

Pour faire disparaître le carbone, on porte le filament à une température encore plus élevée au moyen d'un courant électrique dans un mélange de vapeur et de gaz réducteurs de façon à oxyder le charbon. On peut aussi augmenter la température du filament incandescent dans le vide pendant assez longtemps (24 heures par exemple) pour volatiliser tout

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 21 avril 1906, page 116.
(2) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLII, 18 février 1905, page 273.

le charbon. On peut encore opérer de la façon suivante : le filament métallique contenant des carbures est placé dans un creuset réfractaire avec des sous-oxydes de ces métaux finement pulvérisés, tels que WO^2 ou MoO^2, et est chauffé à 1608° pendant plusieurs heures. Le charbon est oxydé d'après la réaction suivante : $WO^2 + 2C = 2CO + W$ ou $MoO^2 + 2C = 2CO + Mo$.

D'après un autre brevet (demandé en 1905), les inventeurs réduisent sous forme métallique pulvérulente, au moyen d'hydrogène, les composés de ces métaux (oxydes, sulfures, chlorures) et agglomèrent la poudre ainsi obtenue avec un liant ne contenant pas de carbone et facilement vaporisable (de l'eau par exemple). La masse plastique préparée de cette façon est pressée et mise sous forme de filaments, puis chauffée dans une atmosphère d'hydrogène jusqu'à complète réduction. Le produit obtenu est employé directement comme filament, ou bien passé à la filière.

Le tungstène ou wolfram présente un grand intérêt pour la fabrication des lampes à incandescence à cause de son peu de rareté et à cause de son infusibilité. D'après les inventeurs, ce métal pur, ne contenant pas de carbone, est pratiquement infusible : aux températures les plus élevées que l'on sache produire pratiquement, il se volatilise sans avoir présenté, auparavant, de traces de fusion. A ce point de vue, il est analogue au carbone, mais sa température de volatilisation est beaucoup plus élevée que celle de ce corps. Grâce à ces propriétés, on a pu réaliser des lampes qui, malgré une très faible consommation spécifique, présentent une durée considérable. Les filaments fabriqués sont assez fins pour permettre la réalisation de lampes de 32 bougies sous 110 volts. Dans ces lampes, il y a trois filaments en série et ceux-ci sont ancrés au moyen d'agrafes en oxyde d'aluminium : à part cela ces lampes sont tout à fait semblables, comme forme extérieure et comme dimensions, aux lampes ordinaires à filament de carbone. La consommation spécifique est de 1 watt par bougie et la durée de la lampe atteint, en moyenne, 1 500 heures. La durée maxima est sensiblement supérieure à ce chiffre. Une propriété caractéristique de la nouvelle lampe est que la durée d'utilisation est égale à la durée réelle de la lampe, car il ne se produit aucune diminution de la puissance lumineuse avec le temps. La lampe au wolfram est tout à fait insensible aux survoltages et aux variations de la différence de potentiel aux bornes.

La société Auer a fait aussi des expériences pour préparer des filaments de molybdène et de tungstène et a déposé en Autriche (15 mars 1906) une demande de brevet. Son procédé consiste à traiter des trioxydes ou des hydrates de ces métaux par l'ammoniaque jusqu'à la formation d'une pâte compacte dont on fait ensuite des filaments. Des essais sont actuellement poursuivis à Vienne sur ces lampes, et les résultats obtenus pendant environ 1 000 heures de fonctionnement semblent satisfaisants. Ces lampes sont établies pour des tensions de 100 à 120 volts et consomment un watt par bougie : elles ont des intensités lumineuses de 60 ou 80 bougies et donnent une lumière blanche. Ces lampes supportent sans détérioration de fortes surtensions.

Quels que puissent être les résultats pratiques que donneront dans l'avenir les nouvelles lampes à filament métallique, on peut dire dès maintenant qu'un progrès considérable a été accompli, et l'on peut espérer à juste titre que, grâce à ces nouveaux procédés, l'éclairage électrique pourra concurrencer avec succès l'éclairage au gaz avec manchons incandescents. L'attention et les efforts de tous les électriciens doivent donc être concentrés sur ce nouveau champ de découvertes qui semblent appelées à un si bel avenir.

E. BALLOIS.

QUELQUES RÉCENTES INSTALLATIONS DE TRACTION ÉLECTRIQUE PAR COURANT MONOPHASÉ (1)

LIGNE EXPÉRIMENTALE DES CHEMINS DE FER DE L'ÉTAT SUÉDOIS

Le gouvernement suédois a entrepris, comme nous l'avons déjà indiqué, des expériences de traction électrique par courant monophasé. La ligne d'essais a une longueur de 6 kilomètres environ et s'étend entre Tomteboda et Värtan au Nord de Stockholm. La ligne de Stockholm à Järfva, sur laquelle s'embranche la précédente et qui a une longueur de 7 kilomètres, sera exploitée électriquement d'ici peu. L'usine génératrice provisoire est établie à Tomteboda, point de jonction des deux lignes : elle contient quatre chaudières de locomotive et deux turbines de Laval de 270 chevaux entraînant par engrenages des alternateurs. Ceux-ci sont tétrapolaires et produisent, à la vitesse de rotation de 750 tours par minute, une différence de potentiel de 600 volts et une fréquence de 25 périodes par seconde. La vitesse des turbines peut être modifiée de façon à abaisser la fréquence jusqu'à 15 périodes par seconde. Le courant produit passe dans des transformateurs à rapport de transformation variable qui permettent d'élever la tension jusqu'à 37000 volts. La tension employée sur le fil de travail pour les expériences est de 15000 volts normalement, et est fréquemment portée à 20000 volts.

L'équipement de la ligne d'expériences consiste en un fil de trôlet suspendu de différentes façons pour permettre les essais comparatifs. Sur un tronçon, entre Värtan et Albano, on a employé le mode de suspension ordinaire ; sur le second tronçon, entre Albano et Tomteboda, on a employé la suspension caténaire à double isolement. Enfin, sur la ligne de Järfva, le tronçon compris entre Tomteboda et Stockholm, est équipé, sur une longueur de 3 kilomètres environ, de façon à permettre l'emploi de l'archet de prise de courant système Huber construit par les ateliers d'Oerlikon (2). Les poteaux sont en bois ou en béton de ciment armé.

Le fil de trôlet est cylindrique et a 8 millimètres de diamètre (50 millimètres carrés de section). Sur le tronçon où l'on n'a pas adopté la suspension caténaire, chaque poteau est muni d'un dispositif mettant immédiatement le fil en court-circuit avec la terre en cas de rupture de celui-ci. Sur les sections où la suspension est du type caténaire, ces dispositifs ne sont appliqués que dans les gares ou aux croisements des routes. La suspension caténaire est de plusieurs types. Ou bien le fil est soutenu par un seul câble d'acier galvanisé de 6 millimètres de diamètre (28 millimètres carrés) et la distance entre poteaux est de 50 mètres, ou bien le fil est soutenu par deux câbles d'acier de 6 millimètres, et la distance entre poteaux est de 60 mètres, ou bien le fil est soutenu par seul câble d'acier de $9^{mm},5$ de diamètre (70 millimètres carrés de section) et les poteaux sont distants de 75 mètres. Dans tous les cas, les fils d'acier verticaux supportant le fil de trôlet sont placés tous les 3 mètres environ. Ce dernier est toujours disposé en zigzag par rapport à l'axe de la voie, pour assurer une usure uniforme des organes de prise de courant. Des interrupteurs enclanchés avec les appareils de commande des sémaphores coupent le courant sur les différentes sections quand les disques indiquent l'arrêt du train.

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVI, 3 février 1906, page 171.
(2) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIII, 3 juin 1905, page 340.

Le matériel roulant actuellement à l'essai comprend une locomotive Westinghouse (1), une locomotive Siemens-Schuckert (2) et un train à unités multiples de l'Allgemeine Elektricitäts Gesellschaft, composé de deux automotrices et de deux voitures de remorque. Chaque automotrice à bogies est établie pour une vitesse de 45 kilomètres à l'heure et est munie de deux moteurs Winter-Eichberg de 120 chevaux dont les stators sont directement soumis à la haute tension. Chaque moteur attaque un essieu par l'intermédiaire d'engrenages dont le rapport de démultiplication est 1/4,26. L'emploi d'engrenages de rapport 1/2,96 permettrait d'obtenir une vitesse de 65 kilomètres à l'heure.

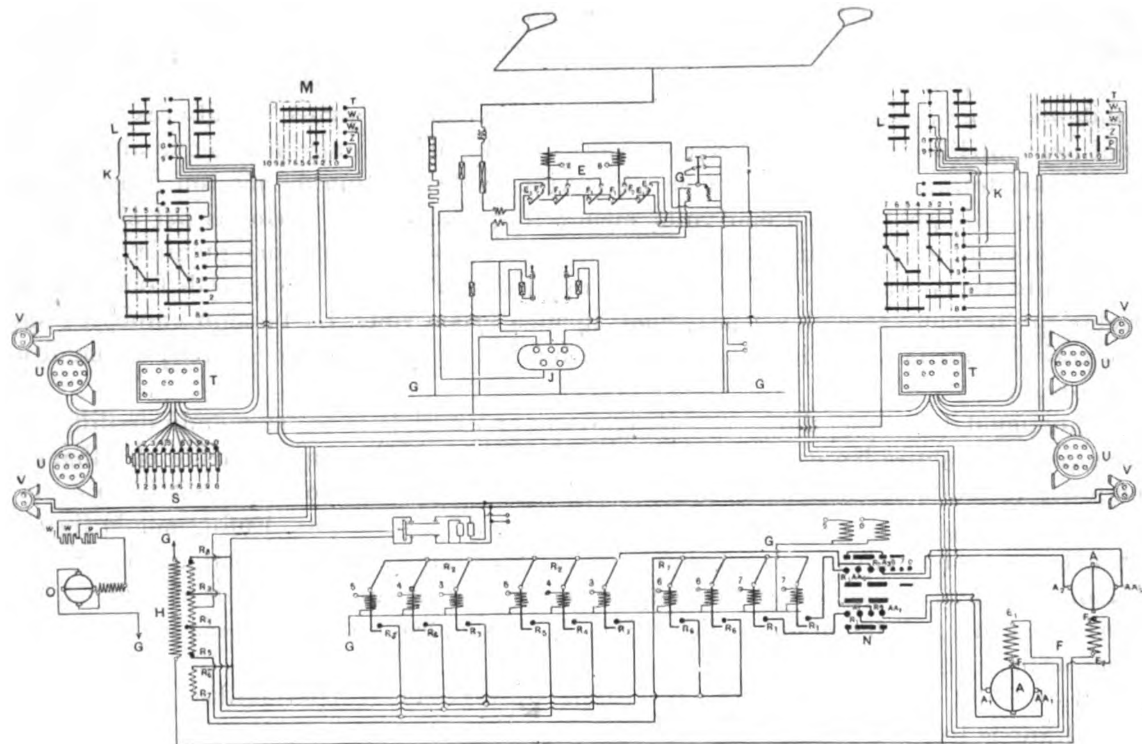


Fig. 1. — Schéma des connexions d'une automotrice de l'A. E. G.

La figure 1 représente le schéma des connexions de l'équipement d'une motrice. En série avec les stators des moteurs est placé le primaire d'un transformateur dont le secondaire, avec rapport de transformation variable, alimente les rotors dont la vitesse varie avec la différence de potentiel aux bornes. Le système de commande des unités multiples est analogue au système Sprague-General Electric. Sur le schéma, les fils de connexion n'ont pas été représentés pour simplifier la figure, mais il suffit de se rappeler que les points portant le même numéro sont reliés entre eux. Sur ce diagramme, A représente les rotors des moteurs, F leurs stators, E un interrupteur à haute tension, H le transformateur, G les rails de roulement, J un petit transformateur pour l'éclairage, le compresseur et les circuits de commande, K le manipulateur, L le commutateur inverseur, M le cylindre de freinage, N l'appareil inverseur, O le moteur du compresseur, S l'interrupteur de sectionnement, T la

(1) Décrite dans l'*Éclairage Électrique*, tome XLIII, 3 juin 1905, page 344.
(2) Décrite dans l'*Éclairage Électrique*, tome XLVI, 6 janvier 1906, p. 21.

boîte de jonction, U les pièces d'accouplement pour les circuits de commande, V les pièces d'accouplement pour les circuits d'éclairage, chauffage, etc.

Le courant à haute tension traverse l'interrupteur E commandé par les contacteurs 2 et 8. Tant que le manipulateur n'est pas sur la position 4, les moteurs sont en série : à partir de la position 4, ils sont en parallèle. Dans la position 1 du manipulateur, les contacteurs 3 et 6 relient les moteurs à la première borne du transformateur : dans les positions 2 et 3, les contacteurs 4 et 5 relient les moteurs à la 2e, puis à la 3e borne du transformateur. Dans la position 4 du manipulateur, le contacteur 6 est ouvert ; les stators sont groupés en parallèle en E au lieu d'être groupés en série, par le jeu du contacteur 8. Pour les positions 5, 6 et 7 du manipulateur, la différence de potentiel aux bornes des rotors augmente graduellement. L'inverseur est commandé par les contacteurs 0 et 9, le premier intervenant pour la marche arrière et le second pour la marche avant. Tous les contacteurs sont commandés par des électro-aimants à courant alternatif.

Le courant est recueilli par deux archets soutenus par des losanges articulés que supportent des cadres en fers cornières placés sur des isolateurs à haute tension. La manœuvre de deux appareils, placés l'un en tête et l'autre en queue de chaque automotrice, est effectuée au moyen d'air comprimé que produit le compresseur O.

Le chauffage électrique de la voiture est interrompu automatiquement chaque fois que les moteurs travaillent à pleine charge, afin de diminuer autant que possible les pointes de courant trop fortes à la station centrale. Dans ces conditions, on a employé des résistances de chauffage à très grande capacité calorifique.

LIGNE DE NEW-YORK, NEW-HAVEN ET HARTFORD

Cette ligne, récemment mise en service, est exploitée au moyen de locomotives fournies par la Compagnie Westinghouse (¹). Celles-ci fonctionnent sur courant continu à l'intérieur de New-York et sur courant monophasé à 11 000 volts à l'extérieur. La ligne aérienne a été très solidement établie. Le fil de trôlet est soutenu par des ponts en acier en treillis, soutenus par des pylones quadrangulaires de 55 centimètres de côté environ, qui desservent quatre à six voies et même, en quelques points, un nombre plus considérable encore. Ces ponts, qui portent aussi les sémaphores et les disques destinés aux signaux, ont une portée de 17^m,50 et sont espacés de 100 mètres environ : tous les trois kilomètres environ, ils sont plus robustes et servent à l'ancrage des lignes. Chaque fil de trôlet est suspendu à deux câbles d'acier formant une double suspension caténaire et est disposé en zigzag par rapport à l'axe de la voie, de façon à assurer une usure uniforme des archets de prise de courant : il est soutenu par des supports triangulaires indéformables dont la base horizontale relie les deux câbles d'acier et au troisième sommet desquels il est placé. Les câbles d'acier sont fixés à des isolateurs de grande solidité placés à la partie supérieure des ponts en acier. Les supports triangulaires du fil de trôlet sont espacés de trois mètres environ les uns des autres. La flèche des câbles d'acier atteint 1^m,80 : le fil de trôlet est presque horizontal et est placé à 6^m,50 du sol. Aux points correspondant aux ponts d'ancrage, c'est-à-dire tous les 3 kilomètres environ, chaque fil de trôlet est interrompu par un isolateur de sectionnement et est connecté à la portion suivante, ainsi qu'à deux feeders, par l'intermédiaire de disjoncteurs automatiques. D'autre part, chaque fil de trôlet, avec ses câbles de support, est isolé des fils voisins. De cette façon le sectionnement est complet, et un court-circuit survenant

(¹) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLV, 18 novembre 1905, p. LXXVI.

sur une section ne peut avoir aucune conséquence pour les sections voisines ou parallèles. Les deux feeders suivent la ligne aérienne sur toute sa longueur. Tout l'ensemble du système a été établi pour résister aux conditions climatériques les plus dures, résultant d'un vent violent ou d'une formation abondante de givre.

Le fil de trôlet est directement alimenté, sous une tension de 11 000 volts, par l'usine génératrice. Celle-ci est établie à Riverside, à 5 kilomètres environ de Stamford. Elle contient des turbo-alternateurs Westinghouse-Parsons de 3 750 kilowatts en courant monophasé

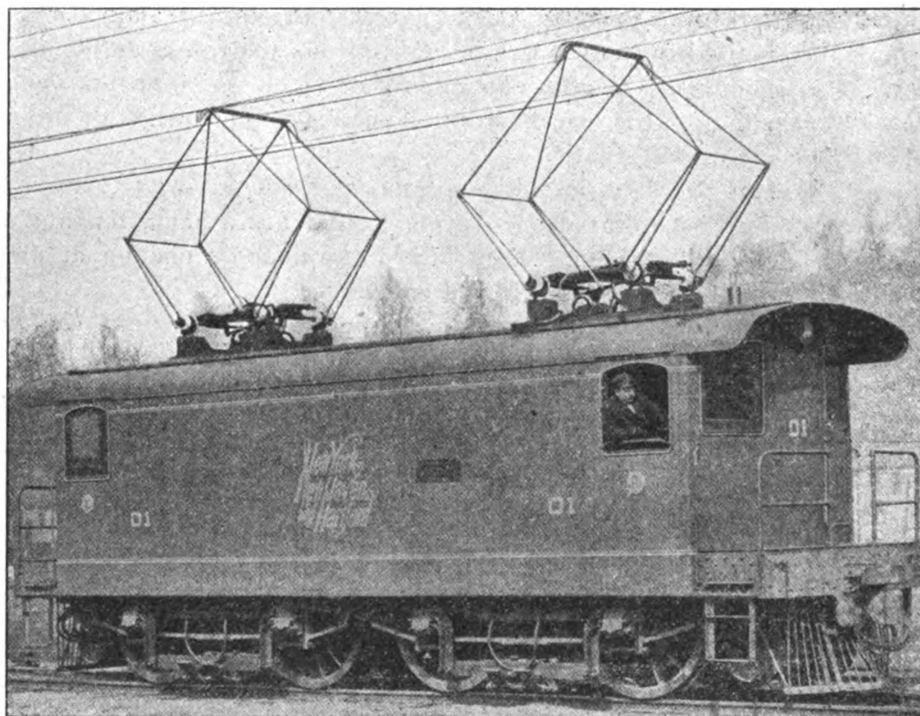
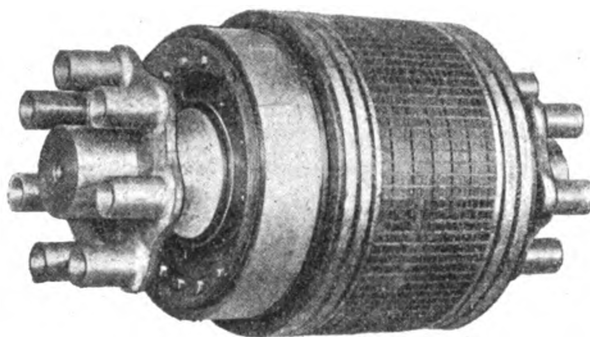


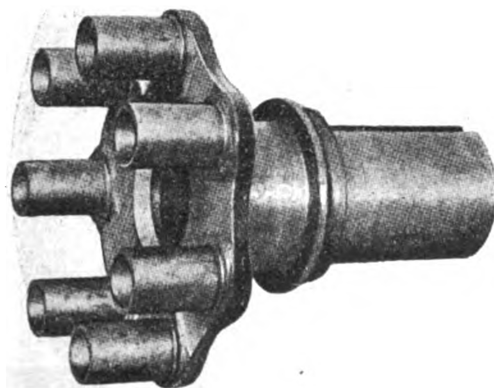
Fig. 2. — Locomotive de la ligne de New-York, New-Haven et Hartford.

et 5 500 kilowatts en courants triphasés, les deux sortes de courants pouvant être produites indifféremment par chaque alternateur. Ceux-ci sont bipolaires et tournent à une vitesse de rotation de 1 500 tours par minute : la fréquence est de 25 périodes par seconde. L'un des pôles de chaque générateur est relié à la terre, et l'autre pôle de l'enroulement monophasé de la machine est relié à la ligne de travail. Les courants triphasés, que produisent également les alternateurs, sont actuellement convertis en courant continu par des commutatrices : ils seront aussi distribués sans transformation dans les environs de l'usine. La distance à laquelle est transmis le courant monophosé à 11 000 volts, de part et d'autre de l'usine génératrice, atteint 5 kilomètres vers Stamford et 31 kilomètres dans la direction opposée. Pour l'extension future du système jusqu'à New-Haven, à 32 kilomètres au delà du point terminus actuel, on pourra soit alimenter directement la ligne comme c'est le cas actuel, ce qui est possible jusqu'à une distance de 75 kilomètres environ, soit transmettre l'énergie électrique sous une tension plus élevée à une sous-station qui abaissera le voltage à 11 000 volts pour alimenter le fil de trôlet. Avec une charge de 4 000 kilowatts à 30 kilomètres de l'usine génératrice, et une autre charge égale à 6 kilomètres de celle-ci, la chute de tension à l'extrémité de la ligne est de 13 pour 100 environ.

Les locomotives ont été construites en collaboration par la Compagnie du New-Haven Railroad, par la Baldwin Locomotive C°, et par la Cie Westinghouse Electric. La construction mécanique en est particulièrement intéressante. Chaque locomotive (fig. 2) a 11 mètres de longueur totale et pèse environ 85 tonnes : le châssis repose sur deux bogies montés sur quatre roues motrices de 155 centimètres de diamètre et ayant 2^{m},50 d'empattement. Les montants latéraux de chaque bogie sont en acier forgé et portent une plaque centrale extrêmement rigide sur laquelle est monté un socle de pivot de 45 centimètres de diamètre dont le graissage abondant assure un excellent fonctionnement dans les courbes. Les ressorts de suspension semi-elliptiques sont reliés ensemble deux à deux par une barre d'égalisation articulée autour d'un point central. La cabine du mécanicien est entièrement en tôles d'acier soutenues par des cadres en fers à T : elle contient tous les appareils de réglage et de commande répartis en deux postes, l'un à l'avant et l'autre à l'arrière.

Chaque essieu porte un moteur sans engrenages enfilé sur lui, qui entraîne directement les roues. L'accouplement entre l'induit d'un moteur et les roues correspondantes est assuré de chaque côté par sept mannetons cylindriques parallèles à l'arbre (fig. 3), qui pénètrent dans sept logements correspondants ménagés dans chacune des deux roues. Pour cela l'induit est claveté sur un arbre creux ou manchon formé de deux moitiés. L'une des moitiés de ce manchon, avec le plateau d'accouplement à sept mannetons qui fait corps avec lui, est représentée sur la figure 4. Chaque moitié est enfoncée, à la presse hydraulique, dans le corps creux de l'induit et est clavetée sur celui-ci. Autour de chaque manneton est placé un ressort à boudin dont les tours sont progressivement excentrées : ces ressorts sont suffisamment forts pour supporter le poids du moteur, mais leur seule fonction est de transmettre à chaque roue le couple exercé par le moteur, dont le poids doit être supporté par le cadre du bogie auquel est fixée la carcasse. Les ressorts sont contenus dans sept logements ménagés dans les moyeux des roues et correspondant aux mannetons. La figure 5 indique ce mode de montage. Le déplacement vertical possible, déterminé par le jeu existant entre l'essieu et l'arbre creux ou manchon de l'induit enfilé sur lui, atteint 1,6 centimètre. L'arbre creux de l'induit tourne dans deux paliers en bronze qui sont solidaires de la carcasse inductrice du moteur : la valeur de l'entrefer reste donc ainsi rigoureusement constante sur toute la périphérie de l'induit, celui-ci ne pouvant prendre aucun déplacement par rapport à l'inducteur. La figure 6 représente un moteur complet enfilé sur l'essieu dont il entraîne les roues. La carcasse inductrice de chaque moteur est solidement fixée à un cadre formé de deux longerons et de deux traverses en acier, cadre supporté par les boîtes à graisse de l'essieu


Fig. 3. — Vue d'un induit avec les mannetons d'entraînement.


Fig. 4. — Vue d'un demi-manchon creux avec le plateau portant les mannetons d'entraînement.

et susceptible de pivoter légèrement. Le moteur est supporté par ce cadre au moyen de ressorts dont la tension détermine le rapport des parties du poids total du moteur supportées par le cadre et par les ressorts des mannetons d'entraînement. La suspension des moteurs étant distincte de celle de la locomotive, les mouvements de balancement ou les oscillations de celle-ci ne peuvent, en rien, influer sur les moteurs. Les expériences ont montré l'efficacité de ce dispositif et, même sur une voie extrêmement mauvaise, les moteurs n'ont eu à supporter aucune vibration. Les réactions des moteurs sont transmises au bogie par des tringles qui permettent des mouvements horizontaux ou verticaux d'une certaine amplitude.

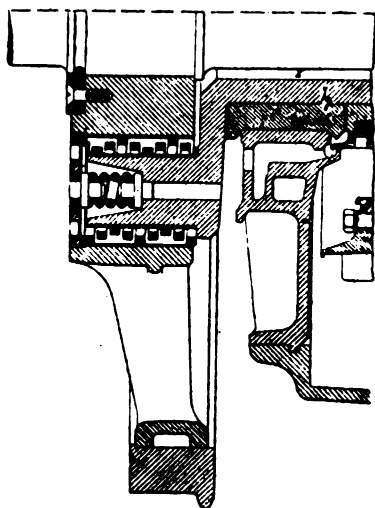


Fig. 5. — Mode de montage des mannetons et des ressorts dans les logements correspondants.

Chaque moteur série a une puissance normale de 250 chevaux : la vitesse de rotation est de 225 tours par minute à pleine charge, ce qui, pour un diamètre de roues de 155 centimètres, assure une vitesse de marche de 66 kilomètres à l'heure. Les moteurs sont reliés deux par deux en série d'une façon permanente : une paire de moteurs absorbe 600 volts en courant continu et 450 volts en courant alternatif. La carcasse des moteurs est en deux pièces raccordées suivant un plan horizontal. L'induit est monté sur l'arbre creux qui tourne dans les paliers supportés par la carcasse ; c'est à l'intérieur de cet arbre creux que passe l'essieu d'une paire de roues. A part ces dispositions particulières, les moteurs employés sont du même type que ceux déjà adoptés par la Compagnie Westinghouse dans les installations précédentes de traction par courant monophasé (¹). Cependant, on peut mentionner le nouveau mode de refroidissement. Le refroidissement est obtenu par une circulation d'air comprimé amené dans les moteurs comme dans les transformateurs à insufflation d'air. Cette méthode donne d'excellents résultats et offre, en outre, l'avantage d'empêcher l'encrassement des moteurs par accumulation de poussières.

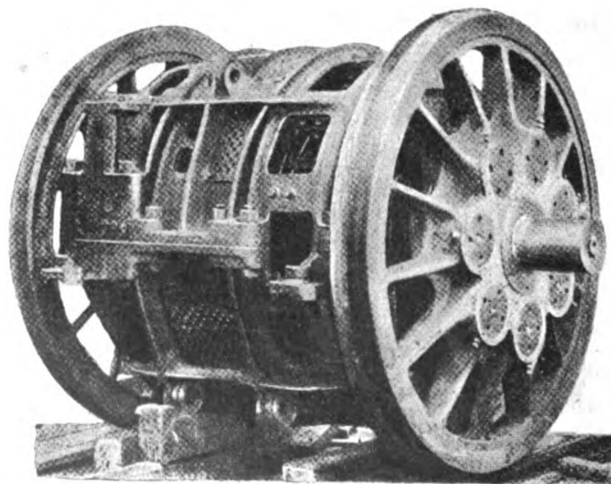


Fig. 6. — Vue d'un moteur complet en place sur l'essieu.

Sur les portions de la ligne alimentées par du courant continu, le courant est recueilli par des sabots frottant sur un troisième rail. La locomotive porte huit sabots disposés par paire à chaque extrémité et de chaque côté : chaque paire comprend un sabot pour troisième rail normal et un sabot pour troisième rail renversé à surface de contact inférieure. Ces sabots sont relevés au moyen de mécanismes à air comprimé, quand la locomotive fonctionne sur courant alternatif. Le courant alimente directement les moteurs dont la vitesse est réglée d'après la méthode ordinaire série-parallèle avec intercalation de résistances et

(¹) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLV, 14 octobre 1905, page 47.

avec shuntage graduel des inducteurs. La construction de ces moteurs à enroulements compensateurs est telle que l'on peut shunter énormément les inducteurs sans que la commutation s'en ressente. Avec un flux inférieur à la moitié du flux normal, le fonctionnement est encore tout à fait satisfaisant. Cette propriété permet d'obtenir avec facilité de grandes variations de vitesse dans le fonctionnement sur courant continu et de diminuer considérablement les pertes d'énergie dans les résistances de démarrage et de passage.

Sur la ligne alimentée par du courant monophasé à 11000 volts, le courant est recueilli par deux archets du type pantagraphe, nettement visibles sur la figure 2. Ces archets sont supportés par des cadres rectangulaires déformables munis de ressorts puissants et supportés à leur base par des isolateurs à haute tension. Chacun d'eux suffit pour recueillir le courant normal, mais le doublement de ces organes assure toute sécurité pour le cas d'avarie à l'un d'eux. Dans les prochaines locomotives, on placera au-dessus du centre de la cabine un troisième archet pantagraphe semblable aux précédents, pour le fonctionnement sur courant continu avec fil aérien sur certaines parties de la ligne du New-York Central. Les archets sont relevés et abaissés au moyen d'air comprimé agissant dans un cylindre convenablement disposé et dont le fonctionnement est commandé par une valve électropneumatique. Le courant passe dans deux transformateurs qui abaissent la tension et portent, au secondaire, six prises de courant permettant d'alimenter les moteurs sous une différence de potentiel variable. Les deux transformateurs sont placés aux deux extrémités de la locomotive, pour que leurs poids s'équilibrent : chacun d'eux peut, en cas d'avarie au second, assurer seul le service. Les primaires des transformateurs sont reliés en parallèle, mais le secondaire de chacun d'eux alimente normalement la paire de moteurs d'un bogie, formant ainsi une unité séparée. Il y a six vitesses principales, correspondant aux six bornes secondaires des transformateurs. Le passage d'une vitesse à une autre est effectué, sans interruption du courant, par le procédé ordinaire avec résistance préventive(1). En outre, il y a quelques degrés intermédiaires pour le passage d'une vitesse à une autre.

La commande et le réglage des moteurs est assurée par le système électro-pneumatique Westinghouse bien connu alimenté par de l'air comprimé à 6 kilogrammes de pression, et commandé par le courant à 14 volts fourni par une petite batterie d'accumulateurs. L'établissement des controllers a été un peu modifié, pour tenir compte du fait que la locomotive fonctionne tantôt sur courant continu et tantôt sur courant monophasé. Ces controllers ne sont plus disposés en forme de tourelle, mais les valves et les cylindres juxtaposés forment un parallélipidède rectangulaire allongé. Les bobines de soufflage magnétique consistent en deux tours d'un conducteur formé de bandes de cuivre juxtaposées et isolées par du papier japon, afin d'éviter les courants de Foucault. Les électro-aimants ont été établis de façon à affaiblir, autant que possible, les courants de Foucault. Leurs pièces polaires ne sont pas feuilletées, mais sont munies de rainures destinées à interrompre le circuit des courants parasites. Les controllers principaux sont actionnés par des manipulateurs placés aux deux extrémités de la machine : ces manipulateurs sont du type ordinaire Westinghouse, à part la poignée de commande qui a été supprimée et remplacée par un levier à déplacement rectiligne qui commande, par l'intermédiaire d'engrenage, l'arbre du manipulateur. On peut accoupler ensemble deux ou plusieurs locomotives et les commander toujours d'un seul point.

Outre les appareils de commande et les transformateurs, l'équipement d'une locomotive comprend encore différents accessoires. Parmi ceux-ci, l'ont peut citer deux compresseurs entraînés par des moteurs à courant alternatif et continu, deux ventilateurs fournissant l'air

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLV, 14 octobre 1905, page 49.

nécessaire au refroidissement des transformateurs, des moteurs et des rhéostats, des interrupteurs à haute tension et à courant continu, etc.

Chaque locomotive peut remorquer un train de 200 à 250 tonnes à une vitesse commerciale de 42 kilomètres à l'heure. La vitesse maxima est d'environ 72 kilomètres à l'heure. Pour les trains plus lourds, on accouple deux locomotives ensemble.

LIGNE DE LOCARNO A BIGNASCO

Les ateliers d'Oerlikon, dont les récentes expériences ont été décrites dernièrement (1), ont été chargés de l'équipement électrique de la ligne de Valle Maggia reliant Locarno à Bignasco. Cette ligne a 27km,5 de longueur et présente une rampe maxima de 33 pour 1000. La voie a un mètre de largeur : les trains à remorquer pèseront 55 tonnes.

Le service sera assuré par des automotrices à deux bogies et quatre essieux munis de quatre moteurs de 40 chevaux : ces automotrices remorqueront des voitures de voyageurs et de marchandises. L'organe de prix de courant sera constitué par des archets latéraux système Huber. La tension d'alimentation de la ligne de travail sera de 5000 volts : le courant sera produit par une usine génératrice placée à peu près au milieu de la ligne et utilisant une chute d'eau de 250 mètres de hauteur. Cette usine génératrice comprendra, au début, deux unités de 350 kilowatts. L'exploitation de la ligne sera assurée par la Societa della ferrovia Locarno-Pontebrolla-Bignasco.

R. DE VALBREUZE.

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVI, 17 février 1906, page 256.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la théorie corpusculaire de la matière. — **J.-J. Thomson.** — *Série de conférences faites à la Royal Institution*, mars 1906.

L'auteur rappelle d'abord les propriétés des rayons cathodiques produits dans un tube de Crookes et montre que ces particules sont déviées par l'action d'un champ magnétique et d'un champ électrique. Il indique ensuite que différentes expériences permettent de prouver que la décharge consiste en particules chargées négativement. En appelant v la vitesse de la particule, e sa charge, H l'intensité du champ magnétique, la force agissant sur elle est donnée par la relation $F = evH$. Si la force Xe produite par le champ électrique d'intensité X équilibre la force due au champ magnétique, on a $evH = Xe$, d'où l'on tire $v = X/H$. En mesurant X et H, on a donc un moyen très simple pour déterminer la vitesse de la particule. Si le champ électrique agit seul, le projectile décrit une trajectoire dont la chute (déviation) est donnée par l'expression $s = 1/2ft^2$, si l'on appelle f l'accélération et t le temps. La vitesse étant déterminée d'après l'expérience précédente, on a $t = l/v$ et la formule devient $s = 1/2fl^2/v^2$, ou, en remplaçant l'accélération par sa valeur Xe/m (force agissante/masse), on obtient finalement :

$$s = \frac{1}{2} \cdot X \cdot \frac{e}{m} \cdot \frac{l^2}{v^2}.$$

Cette formule permet de déterminer le rapport e/m ; d'autre part, on peut, dans l'électrolyse, déterminer le rapport de la charge portée par un atome d'hydrogène à la masse de cet atome : ce rapport est égal à 10^4 environ, tandis que, dans le cas des rayons cathodiques, il est égal à $1,7.10^7$, soit 1 700 fois plus grand. Cette valeur élevée du rapport pouvait être due soit à une plus grande valeur de e, soit à une plus petite valeur de m. Les expériences faites sur les noyaux de condensation ont permis de montrer que, la charge n'étant pas plus grande, la masse de la particule devait être une faible fraction de la masse de l'atome d'hydrogène.

En ce qui concerne les dimensions des particules, Kaufmann a pu les déterminer au moyen du raisonnement suivant. On suppose un corps non chargé se déplaçant avec la vitesse v. Le travail est égal à l'énergie cinétique du corps, c'est-à-dire à $1/2 . mv^2$. Si le corps est électrisé, il se produit, dans son déplacement à travers l'éther, des ondes électriques accompagnées de la production d'un champ magnétique autour de la masse en mouvement. Il faut donc fournir au corps une quantité d'énergie égale non seulement à son énergie cinétique, mais encore à l'énergie dissipée dans le champ magnétique qui accompagne la particule en mouvement. Si l'on suppose que le corps est une sphère portant une charge e, le travail additionnel peut être calculé et est égal à $1/3 \frac{e^2}{a} v^2$, en appelant a le rayon de la sphère et e la charge transportée. L'énergie totale de la particule chargée en mouvement est donc :

$$\frac{1}{2}\left(m + \frac{2}{3}\frac{e^2}{a}\right) v^2,$$

et l'effet de la charge est d'accroître la masse apparente. On peut voir que, plus le rayon est petit, plus la « masse électrique » est grande. Avec des particules de dimensions ordinaires, la masse électrique est négligeable, mais dans le cas de corps de dimensions aussi petites que celles des corpuscules, elle peut représenter une grande partie de la masse apparente totale. Les expériences ont montré que toute la masse des corpuscules semble être électrique. Pour séparer la masse mécanique de la masse électrique, on s'est appuyé sur le fait que cette dernière augmente avec la vitesse du mouvement, tandis que la masse mécanique reste invariable. Toute la masse étant électrique, comme l'a montré Kaufmann, on a :

$$m = \frac{2}{3}\frac{e^2}{a} \quad \text{ou} \quad \frac{m}{e} = \frac{2}{3}\frac{e}{a}.$$

Le rapport m/e est connu et e est également connu : on peut donc, au moyen de la formule qui précède, déterminer le rayon de la sphère a en laquelle consiste, par hypothèse, la particule. La valeur de ce rayon est environ 10^{-13} : son rapport au rayon de l'atome est donc environ 10^{-8}. Le fait que la masse des particules semble être entièrement électrique présente un intérêt considérable non seulement au point de vue physique, mais aussi au point de vue philosophique. La petitesse de la masse des particules a été confirmée par la discussion du phénomène de Zeeman, relatif à l'influence du champ magnétique sur les raies spectrales. Le déplacement observé de ces raies est dû à une modification de la fréquence de la vibration ; cette modification de fréquence est égale à $1/2 . \mathrm{H} . e/m$, en appelant H l'intensité du champ magnétique. On peut donc, en le mesurant, déterminer la valeur de e/m, et l'on trouve ainsi un chiffre de l'ordre de 10^{-7}, parfaitement concordant avec le chiffre trouvé par la méthode ordinaire.

L'auteur passe ensuite à l'étude des particules positivement chargées et montre la différence qui existe entre celles-ci et la précédente. La valeur du rapport e/m pour ces particules, valeur déterminée dans un grand nombre d'expériences, est à peu près égale à la moitié de celle relative à l'atome d'hydrogène dans l'électrolyse. Cette valeur n'est pas constante et varie suivant le gaz contenu dans le tube où sont produits les rayons-canal ou suivant le métal des électrodes.

L'auteur indique que l'on peut concevoir un modèle donnant une représentation pratique de la constitution, ou mieux de l'architecture d'un atome. Ce modèle est constitué par une série d'aiguilles aimantées, piquées chacune sur un bouchon pour pouvoir flotter sur l'eau perpendiculairement à la surface. Les extrémités supérieures des aiguilles sont négatives, et les extrémités inférieures sont positives. Au-dessus des aiguilles, on place le pôle positif d'un fort aimant. La seule force agissant dans ce cas est la composante horizontale du champ magnétique qui varie à peu près proportionnellement à la distance au centre. On peut calculer facilement la façon dont un nombre donné de ces aiguilles

NOMBRE TOTAL DE PARTICULES	60	55	50	45	40	35	30	24	11
Nombre de particules dans le cinquième anneau. . .	20	19	18	»	»	»	»	»	»
Nombre de particules dans le quatrième anneau. . .	16	16	15	17	16	16	»	»	»
Nombre de particules dans le troisième anneau. . .	13	12	11	14	13	12	15	13	»
Nombre de particules dans le deuxième anneau. . .	8	7	5	10	8	6	10	8	8
Nombre de particules au centre.	3	1	1	1	3	1	5	3	3

se répartit en anneaux concentriques, pour que l'ensemble soit en équilibre. L'auteur arrive par exemple au tableau précédent.

On peut de même déterminer la répartition des particules représentées dans le modèle par des aimants flottants, quand on suppose que tous les anneaux extérieurs comprennent le même nombre de particules, vingt par exemple. Cette répartition est donnée dans le tableau suivant :

NOMBRE TOTAL DE PARTICULES	59	60	61	62	63	64	65	66	67
Nombre sur le cinquième anneau.	20	20	20	20	20	20	20	20	20
Nombre sur le quatrième anneau.	16	16	16	17	17	17	17	17	17
Nombre sur le troisième anneau.	13	13	13	13	13	13	14	14	15
Nombre sur le deuxième anneau.	8	8	9	9	10	10	10	10	10
Nombre au centre	2	3	3	3	3	4	4	5	5

Le plus petit nombre de corpuscules nécessaires pour que l'on ait 20 particules dans l'anneau extérieur est 59 : cet arrangement correspond à un élément fortement électropositif et représente le minimum de stabilité. Si l'on ajoute un aimant à ce groupe, il va au centre, et l'anneau extérieur, ayant une base plus solide, est plus stable. Si l'on ajoute d'autres aimants, jusqu'à atteindre le nombre total de 67, tous ceux-ci se répartissent sur les anneaux intérieurs ou au centre, et l'anneau extérieur est de plus en plus stable. Si l'on ajoute encore un aimant en plus de 67, l'anneau extérieur ne peut plus subsister avec 20 éléments seulement : il en comprend 21 pour un nombre total de 68, et ce chiffre total correspond au minimum de stabilité de l'anneau extérieur comprenant 21 éléments. On passe ainsi d'un ensemble fortement électronégatif à un ensemble fortement électropositif. Ce modèle présente une grande analogie avec les phénomènes observés en chimie. Si l'on part du lithium, par exemple, en allant dans la direction des poids atomiques croissants, on trouve la série beryllium, bore, carbone, azote, oxygène, dont chaque membre est moins électropositif que le précédent. Si, de là, on passe à l'échelon voisin avec le sodium, élément très électropositif, on observe une discontinuité marquée dans les propriétés des éléments. On peut donc former des séries de groupes à l'intérieur desquels les propriétés varient graduellement d'élément en élément, et entre lesquels il y a une brusque modification lors du passage d'un groupe à l'autre.

Puisque, dans la théorie précédente, tous les atomes sont formés d'une même matière, il est possible de concevoir qu'un atome complexe se rompe pour se transformer en un atome plus simple. Un exemple de ce phénomène est donné par le radium. On peut imaginer un modèle qui possède pendant assez longtemps la force de résistance nécessaire et qui fasse brusquement explosion. Pour cela, il suffit d'admettre que les éléments qui le constituent sont animés d'une certaine vitesse de rotation et que cette vitesse devient supérieure ou inférieure à une vitesse critique.

R. V.

***Sur la fluorescence du verre, du mica et du quartz produite par du radiotellure.* — Greinacher.** — *Physikalische Zeitschrift*, 1er avril 1906.

Si l'on place dans l'obscurité un petit tube de verre contenant une préparation de radium, on observe non seulement une fluorescence de la préparation de radium, mais aussi du verre. Ce phénomène de fluorescence est expliqué actuellement par l'action des rayons β et γ. L'auteur a pu observer, dans des expériences faites avec du radiotellure, que les rayons α produisent aussi une fluorescence du verre qui n'est pas négligeable. Des épreuves photographiques prises par lui montrent aussi la fluorescence du quartz et du mica. La fluorescence se produit principalement sur la surface atteinte par les rayons du radiotellure ; cette action ne peut pas être attribuée à la présence de rayons β de faible vitesse dont J.-J. Thomson admet l'existence pour le polonium. L'action par laquelle les rayons α produisent la fluorescence est plus générale qu'on ne l'a admis jusqu'à présent, ainsi que le montrent des observations récentes d'après lesquelles des rayons de radiotellure rendent l'air fluorescent. De même, il semble qu'on doive attribuer à l'action des rayons α la fluorescence de l'air et particulièrement de l'azote, produite par l'action des rayons du radium.

Comme pour les gaz et les corps solides, on

doit s'attendre à ce que les liquides deviennent fluorescents sous l'action des rayons du radiotellure. L'auteur a fait un essai avec de l'eau, mais n'a pas obtenu de résultat.

R. V.

Sur les rayons-canal. — **Füchtbauer.** — *The Electrician*, 16 mars 1906.

L'auteur a fait des expériences qui montrent que les rayons-canal tombant sur des métaux provoquent sur ceux-ci une émission d'électrons, et que quelques métaux réfléchissent très nettement les rayons-canal. L'auteur a opéré de la façon suivante. En arrière de la cathode perforée était monté un diaphragme circulaire consistant en six secteurs, dont cinq étaient couverts de différents métaux et dont le sixième était ouvert. On pouvait tourner le diaphragme au moyen d'un aimant, de façon à amener chaque secteur en face du tube de rayons-canal : en outre le diaphragme était entouré complètement par un cylindre métallique que l'on pouvait relier à la terre. Quand le secteur ouvert était placé sur le trajet des rayons-canal, ceux-ci pénétraient à l'intérieur du cylindre et lui cédaient leurs charges. Quand un des secteurs métalliques était interposé, les rayons-canal étaient réfléchis et se mélangeaient avec les électrons émis par le cylindre : en déviant ces électrons, on pouvait séparer les deux constituants. L'auteur a trouvé que, aux voltages élevés (30000 volts), tous les métaux émettent les électrons, dans l'ordre de la série de Volta. Le platine donne le moins d'électrons ; l'aluminium donne quatre électrons pour chaque particule de rayon-canal qu'il reçoit. Le platine, l'argent et le cuivre réfléchissent 10 pour 100 des rayons-canal incidents, même aux plus hautes tensions.

R. V.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur la répartition du flux dans une machine à pôles de commutation. — **Arnold.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 15 mars 1906.

Les figures 1 et 2 représentent la disposition ordinaire des pôles de commutation. Si l'on se représente les pôles principaux et les pôles auxiliaires existant chacun séparément, on obtient les circuits magnétiques tracés en pointillé. Sur le côté B d'un pôle principal, les forces électromotrices agissent en sens opposé, et sur le côté A, elles agissent dans le même sens. L'induction des différentes parties du circuit magnétique est donnée par la superposition du flux principal et du flux de commutation. Les trajets suivis par ces flux ont une partie commune dans la culasse de la machine et ceux-ci n'influent l'un

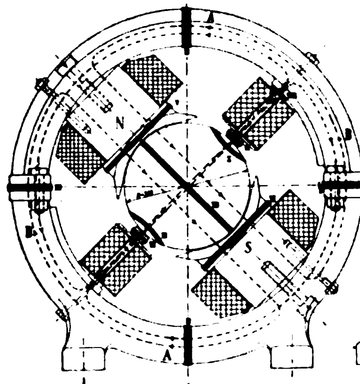


Fig. 1.

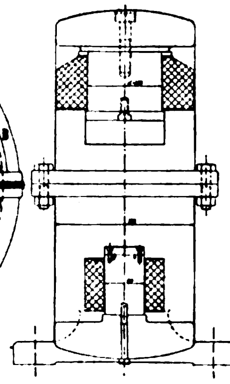


Fig. 2.

sur l'autre que par le fait que la réluctance dans la culasse et le fer de l'induit dépend de la saturation produite par les deux flux. Pour le reste, ces deux flux sont entièrement indépendants l'un de l'autre, tant que tous les pôles principaux et tous les pôles de commutation ont chacun pour eux le même nombre de tours et la même réluctance magnétique. Les ampère-tours du pôle N tendent, par exemple, à produire dans le pôle *n* un flux dirigé vers l'extérieur, et les ampère-tours du pôle S tendent à produire un flux dirigé vers l'intérieur : si donc la symétrie est complète, il n'y a aucun effet. Les deux flux seraient donc complètement indépendants l'un de l'autre si la variation de la saturation du fer dans la culasse et dans l'induit n'introduisait pas une certaine liaison entre eux.

Pour étudier cette liaison, l'auteur a employé les bobines d'épreuve désignées sur la figure 1 par les chiffres I à XII. Les extrémités de ces bobines étaient connectées à un commutateur qui permettait de les relier à un galvanomètre balistique très sensible dont la période d'oscillation était de 35 secondes. Les pôles principaux et les pôles auxiliaires furent excités chacun par une batterie particulière, de sorte que la fermeture ou la rupture d'un circuit ne produisit aucune modification du courant dans l'autre circuit. Les chiffres indiqués par les tableaux donnent les moyennes des lectures obtenues à la fermeture et à l'ouverture des circuits.

Dans la première expérience (tableau I) les pôles principaux étaient simplement excités et les pôles auxiliaires, en place sur la machine, n'étaient pas excités. Le circuit d'excitation des pôles principaux était ouvert et fermé. Les déviations X et XI proviennent des flux de dispersion des pôles principaux, et la déviation XII provient de ce que la bobine XII n'était pas exactement symétrique par rapport au flux.

Dans la deuxième expérience (tableau II), les pôles auxiliaires étaient excités et les pôles principaux ne l'étaient pas. Le flux dans les pôles principaux, (V et VI) est dans tous les cas très faible et n'est produit que par suite d'une dissymétrie.

Dans la troisième expérience (tableau III), les pôles principaux étaient complètement excités d'une manière invariable. Le circuit d'excitation des pôles de commutation était fermé et ouvert. Dans cette expérience, la variation du flux des pôles principaux est encore très faible. Une partie de cette variation provient de ce que la réluctance magnétique du circuit du flux principal varie un peu au moment de la fermeture et de l'ouverture du circuit des pôles auxiliaires. Les résultats VII et IX et les résultats X, XI et XII sont à peu près égaux entre eux, ce qui montre que le flux des pôles auxiliaires se superpose simplement au flux principal et il semble que le flux des pôles auxiliaires ne se ferme pas par les pôles principaux. La façon de voir, d'après laquelle on considère les deux flux comme se croisant, conduit à des résultats exacts, quoiqu'elle soit inexacte, et offre l'avantage de simplifier le calcul.

Dans la quatrième expérience, un pôle auxiliaire avait été enlevé. Les pôles principaux étaient complètement excités, ainsi que le pôle auxiliaire subsistant. Les deux circuits étaient simultanément rompus. Le flux du pôle auxiliaire modifiant, dans ce cas, le flux des pôles principaux, la rupture seule du circuit du pôle auxiliaire aurait conduit à un résultat inexact, car la rupture aurait induit, dans l'enroulement fermé du pôle principal, un courant qui aurait réagi sur la bobine d'épreuve.

Dans la cinquième expérience, il n'y avait qu'un seul pôle auxiliaire non excité. Le circuit d'excitation des pôles principaux était fermé, puis ouvert comme dans l'expérience précédente. Sur le tableau IV, on peut obtenir le flux du circuit du pôle auxiliaire en retranchant les lectures de l'essai 5 des lectures des essais 4*a* et 4*b*. Ces valeurs sont portées dans les dernières lignes du tableau. On voit que le flux du pôle auxiliaire se répartit uniformément sur les deux pôles principaux; la loi de superposition est donc encore valable et, comme la culasse n'est que faiblement saturée, la superposition donne un résultat final exact.

Dans les tableaux, la bobine VIII mesure le plus grand flux des pôles auxiliaires. La somme des lectures I + II est plus petite que la lecture VIII, ce qui montre qu'il existe une dispersion d'environ 15 pour 100 entre les surfaces latérales des pôles auxiliaires et la culasse. En outre, la bobine X donne une déviation plus grande que la bobine IX : il y a donc des lignes de force qui vont des côtés latéraux vers l'induit en passant au-dessus de la bobine IX.

Si, d'après les résultats de la troisième expérience, on porte en abscisses les intensités du courant d'excitation des pôles auxiliaires et en ordonnées les lectures X, on obtient une courbe représentant le flux actif de commutation en fonction de l'intensité : cette courbe montre une rapide saturation des pôles auxiliaires.

Une autre expérience a servi à déterminer l'excitation nécessaire aux pôles auxiliaires pour que la commutation de la machine en charge se produise sans étincelle. Les ampère-tours actifs pour la production des flux de commutation sont donnés par la différence $z_w . J_w - \tau . AC$, en désignant par z_w le nombre de tours des deux pôles de commutation, par J_w le courant, par τ le pas polaire et par AC le nombre d'ampère-conducteurs par centimètre de périphérie de l'induit. L'auteur a trouvé qu'aux faibles charges de l'induit, le courant J_w devait être à peu près égal au courant total de l'induit J_a, tandis qu'à pleine charge, il devait être égal à environ 2,5 fois ce courant. Par exemple, pour un courant induit de 33,5 ampères, il fallait un courant d'excitation J_w de 71 ampères ou un courant d'excitation actif :

$$J_c = \frac{z_w J_w - \tau \cdot AC}{z_w} = 51,5 \text{ ampères};$$

si l'on avait $J_w = J_a = 33,5$ ampères, le courant produisant le flux de commutation ne serait que $J_c = 14,5$ ampères.

Par suite de la forte saturation, il se produit une dispersion. Le flux principal et le flux auxi-

liaire pouvant être considérés comme indépendants l'un de l'autre tant que la perméabilité est invariable, les flux de dispersion peuvent aussi être considérés comme indépendants l'un de l'autre. Les flux de dispersion qui vont des côtés latéraux des pôles à la culasse se superposent, et, pour le calcul de la dispersion entre les pôles principaux ou les pôles auxiliaires, on doit admettre que, pour ainsi dire, une paire de pôles produit une dispersion à travers l'autre paire de pôles.

L'auteur est d'avis que la représentation de la

TABLEAU I

Première expérience.

BOBINE D'ÉPREUVE	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII
Déviation.	16,4	16,1	17,2	16,4	33	32,6	0	0	0	0,1	0,1	0,6

TABLEAU II

Deuxième expérience.

COURANT D'EXCITATION DES POLES AUXILIAIRES	BOBINE D'ÉPREUVE											
	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII
7,4 Ampères. . . .	5,7	5,9	5,1	5,3	très petite		9,5	12,2	9,7	11,0	10,3	11,0
19,5 —	9,5	10,0	9,3	9,2	très petite		15,4	21,2	14,8	19,6	19,1	18,3
35,0 —	10,1	11,0	11,0	10,4	très petite		18,4	22,1	17,7	20,6	20,3	22,1
47,0 —	11,4	12,4	12,0	11,8	0,35	0,4	18,5	25,1	17,7	23,8	23,6	22,5

TABLEAU III

Troisième expérience.

COURANT D'EXCITATION	BOBINE D'ÉPREUVE											
	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII
7,5 Ampères. . . .	6,6	7,1	6,7	6,3	0,25	0,2	11,0	16,2	11,7	14,2	13,5	14,2
13,5 —	10,4	11,2	10,7	10,3	0,25	0,2	17,8	25,5	18,2	22,5	21,6	22,7
19,8 —	12,1	12,8	12,5	11,7	0,2	0,2	20,4	28,6	20,9	25,8	27,9	26,0
33,5 —	13,7	14,8	14,5	13,5	0,2	0,2	22,9	31,8	23,4	29,2	28,4	29,9
44,5 —	15	16,1	15,6	14,5	0,1	0,2	24,6	34,3	24,8	31,8	31,2	32,9

TABLEAU IV

Quatrième et cinquième expériences.

ESSAI n°	BOBINE D'ÉPREUVE	I	II	III	IV	V	VI	VIII	IX	X	XII
4*a*	Courant d'excitation du pôle auxiliaire, 47 Ampères.	14,9	17,6	16,7	16,7	33,6	31,7	3,1	2,3	2,8	2,1
4*b*	Courant d'excitation du pôle auxiliaire, 24,5 Ampères.	15,2	17,3	16,7	16,7	33,4	31,7	2,6	1,9	2,25	1,8
5	Circuit d'excitation du pôle auxiliaire ouvert.	16,4	16,1	17,2	16,4	33,0	32,6	0	0	−0,1	0,6
Différence entre 4*a* et 5.		1,5	1,5	0,5	0,3	0,6	0,9	3,1	2,3	2,7	1,5
Différence entre 4*b* et 5.		1,2	1,2	0,5	0,3	0,4	0,9	2,6	1,9	2,15	1,2

dispersion indiquée par le Dr Breslauer (1) et reproduite sur la figure 3, et mise en doute par le

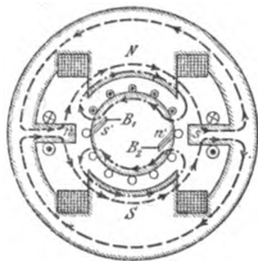


Fig. 3. — Répartition d'après Breslauer.

Dr Pohl (2) conduit à des résultats exacts. Les forces magnétomotrices des pôles auxiliaires et de l'induit ont un flux de dispersion commune par le fait que le flux transversal de l'induit sature les masses polaires, ce qui diminue la perméabilité de celles-ci et la dispersion des pôles auxiliaires, mais augmente la distorsion totale du flux.

L'image de la répartition du flux donnée par Pohl et reproduite par la figure 4 ne conduit pas, au contraire, à un résultat exact, car l'expérience montre que le flux de commutation et le flux de dispersion se dirigent vers les deux pôles principaux, et, pour la dispersion, on ne doit pas se soucier de la polarité des faces. Il en est de même pour le calcul de la dispersion des pôles principaux. La perméabilité pour le flux de dispersion d'une paire de pôles perpendiculairement à un pôle intermédiaire doit être calculée en tenant compte de la saturation qui existe. Il est donc inutile d'augmenter la distance entre pôles de nom contraire en diminuant la distance entre pôles de même nom, comme l'a vérifié l'auteur sur des machines construites.

L'image des flux (fig. 4) peut conduire à l'hypothèse erronée que l'excitation des pôles de commutation modifie le flux des pôles principaux. La superposition donnant des flux qui se croisent, qui ne peuvent subsister, et la bobine XII dans la troisième expérience donnant quand même une déviation proportionnelle au flux auxiliaire, ce qui n'est pas possible d'après l'image de la figure 4 pour une bobine placée dans l'axe NS, on doit se représenter les choses comme l'indique la figure 5. L'excitation du pôle de commutation n'a pour conséquence qu'une rotation de l'axe magnétique NS des pôles principaux,

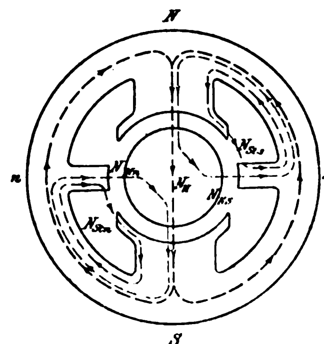


Fig. 4. — Répartition d'après Pohl.

sans que la grandeur du flux soit modifiée; celui-ci est toujours égal à A + B et le flux de commutation est A — B. Si l'on interrompt l'excitation des pôles auxiliaires, le flux principal tourne d'un angle X en arrière et induit dans une

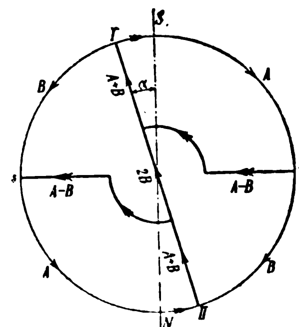


Fig. 5. — Répartition d'après Arnold.

bobine placée sur l'axe NS une f. é. m. proportionnelle aux flux A — B. Si les quatre pôles ont des excitations égales, on a B = 0, c'est-à-dire que le flux est nul dans deux quarts opposés de la culasse tandis qu'il est égal à A dans les deux autres quarts et dans les quatre pôles.

L'hypothèse plus simple pour le calcul, que les deux flux se croisent conduit au même résultat. Pour la prédétermination de la courbe d'aimantation des pôles auxiliaires, il suffit de faire le calcul en partant de cette hypothèse.

B. L.

Essais d'alternateurs par la méthode d'Hopkinson. — *The Electrician*, 16 et 23 mars 1906.

Un essai a été fait récemment sur deux alternateurs diphasés de 1800 kilowatts à 3300 volts,

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIV, 2 sept. 1905, page 346.

(2) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIV, 8 juillet 1905, page 26.

50 périodes, construits dans les ateliers Siemens Bros et C°, pour être entraînés directement, à la vitesse de 100 tours par minute, par des moteurs à gaz Oechelhauser. Les garanties de fonctionnement étaient les suivantes :

1° Élévation de température, après 12 heures de pleine charge non inductive de 1350 kilowatts, inférieure à 28° dans toutes les parties de la machine ;

2° Élévation de voltage inférieure à 5 pour 100 pour le passage de la pleine charge à 3300 volts ($\cos \varphi = 1$) à la marche à vide ;

3° Chute de voltage inférieure à 6 pour 100 pour le passage de la marche à vide à la pleine charge non inductive, avec l'excitation correspondant à 3100 volts ;

4° Pertes pour l'excitation à pleine charge, pour $\cos \varphi = 0,75$, inférieures à 20 kilowatts sous 230 volts.

Les dimensions principales de ces alternateurs sont les suivantes : diamètre d'alésage du stator $664^{cm},4$; longueur du stator $25^{cm},4$; aucune couronne de ventilation ; 480 encoches, soit 4 par pôle et par phase ; entrefer simple $6^{mm},6$. La carcasse du stator en fonte est en quatre parties, assemblées par des boulons ; les tôles sont soutenues dans la carcasse par des boulons isolés. Les encoches des tôles sont ouvertes et contiennent les bobines induites préparées sur gabarit et maintenues en place par des réglettes en bois : ces bobines sont entourées d'un tube de micanite après avoir été isolées par des rubans. Le rotor est constitué par un volant en acier coulé en quatre parties assemblées. Les pôles massifs sont ronds et portent des masses polaires feuilletées. Chaque pôle est fixé à la périphérie du volant par une vis maintenue par une goupille. Outre le rotor de l'alternateur, l'arbre de chaque groupe électrogène doit porter un volant auxiliaire. Les bobines inductrices ne sont pas formées d'une bande de cuivre enroulée sur champ, comme on le fait habituellement, à cause de la tension élevée d'excitation : les bobines sont faites en conducteurs isolés. Les bagues d'amenée du courant sont en bronze et sont supportées par des tiges isolées : deux blocs en charbon frottent sur chaque bague.

Pour l'essai, les deux alternateurs identiques ont été montés sur un arbre provisoire et ont fonctionné à pleine charge d'après la méthode d'Hopkinson, une machine auxiliaire fournissant le travail qui correspond aux pertes dans les deux alternateurs. Le courant normal était obtenu par un décalage de 25° entre les deux machines. La machine en avance travaillait en générateur en produisant 1350 kilowatts (205 ampères) avec un facteur de puissance égal à l'unité : la machine en retard tournait comme moteur avec un flux réduit. Un moteur à courant continu, calé sur le même arbre que les deux alternateurs, fournissait la puissance nécessaire pour compenser les pertes des deux machines.

Dans un essai préliminaire, les pertes pour un alternateur produisant 1377 kilowatts à charge non inductive furent trouvées égales à 83 kilowatts (non compris les frottements dans les paliers) répartie de la façon suivante : ventilation 19 kilowatts ; pertes dans le fer 38 kilowatts ; pertes dans le cuivre, stator 10 kilowatts, inducteur 16 kilowatts. Le rendement qui s'en déduit est de 94,3 pour 100, y compris l'excitation. D'autres essais furent faits pour différentes valeurs du facteur de puissance jusqu'à 0,75, avec des excitations différentes des deux machines.

Les courbes de la figure 1 indiquent la caractéristique à circuit ouvert et en court-circuit du

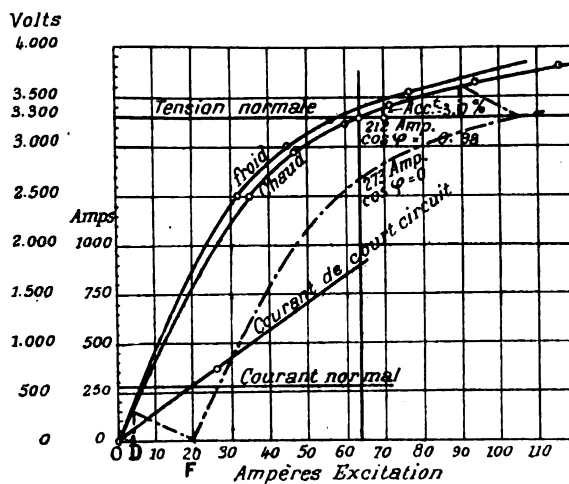


Fig. 1. — Courbes caractéristiques.

générateur. On voit qu'il y a une différence entre la caractéristique à froid et la caractéristique à chaud, après 12 heures de fonctionnement à pleine charge : cet effet est produit par la dilatation de la carcasse du stator. L'augmentation possible de diamètre pour un échauffement de 28°, calculée d'après la formule $\delta' = atD$, dans

laquelle α représente le coefficient de dilatation du fer, atteint

$$0{,}000012 \times 28 \times 6{,}604 = 2^{mm},2 .$$

On en conclut que l'augmentation de l'entrefer, due à l'échauffement, peut être de l'ordre de $0^{mm},8$ à 1 millimètre. Or, à froid, l'entrefer a pour valeur $6^{mm},6$; la valeur à chaud, calculée d'après la caractéristique à chaud, s'élève à $7^{mm},4$: il y a donc concordance entre la valeur théorique et la valeur expérimentale.

Les machines ont fonctionné à pleine charge pendant 12 heures et les lectures, à la fin de l'essai, ont été les suivantes :

Phase 1 :	3303 volts	214 amp.	686 kw.
Phase 2 :	3295 volts	209 amp.	676 kw.

Le total est donc de 1 362 kilowatts pour un facteur de puissance moyen de 0,98. Le courant d'excitation avait une intensité de 70,1 ampères pour le générateur et 74,9 ampères pour le moteur. On peut voir que l'élévation de tension en passant de la pleine charge avec $\cos \varphi = 0{,}98$ à 3300 volts à la marche à vide est de 3 pour 100 seulement.

Les températures mesurées au thermomètre ont été les suivantes, à la fin de l'essai :

Arrière du noyau du stator.	27°
Avant du noyau du stator.	24°,5
Enroulements du stator.	12°,8
Enroulements du rotor.	8°,9

L'élévation de température des enroulements, déterminée par la valeur de leur résistance électrique, avait les valeurs suivantes

Enroulements du stator : bobines extérieures.	17°,8
Enroulements du stator : bobines intérieures.	18°,0
Enroulements du rotor.	18°,4

On a vu plus haut que les machines étaient décalées l'une par rapport à l'autre. Si les deux vecteurs de la f. é. m. avaient coïncidé en phase, il ne serait passé aucun courant, même avec des excitations différentes pour les deux machines. Pour calculer l'angle de décalage nécessaire, on trace le diagramme des tensions des deux machines et l'on détermine la tension résultante qui produit le courant de circulation. D'après le diagramme, on peut choisir les valeurs du décalage et des excitations de façon à obtenir toutes les intensités de courant et tous les facteurs de puissance possibles. A cause de la saturation, il est plus exact de construire le diagramme des flux et des ampère-tours. Ce diagramme est indiqué sur la figure 2. OA représente le flux qui doit produire la tension de 3300 volts à circuit ouvert.

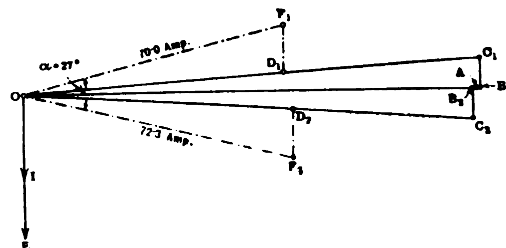


Fig. 2. — Diagramme servant à calculer l'angle de décalage.

Le vecteur de la f. é. m. OE produite par OA est décalé de 90° en arrière de ce vecteur. Pour un facteur de puissance égal à l'unité, le courant OI est en phase avec OE. Ce courant de 212 ampères produit une chute ohmique : il faut donc une augmentation de flux pour contre-balancer celle-ci : on trouve ainsi le flux OB_1, AB_1 correspondant à la chute ohmique du générateur. Le flux dans l'entrefer doit avoir une composante qui équilibre le flux de dispersion : cette composante est donnée par le vecteur B_1C_1, et le flux dans l'entrefer doit être OC_1. L'excitation nécessaire pour obtenir ce flux est donnée par la caractéristique de la machine : elle est figurée en OD_1. Cette excitation est la résultante de deux composantes OF_1 et F_1D_1, OF_1 représentant le nombre réel d'ampère-tours de l'inducteur et F_1D_1, en phase avec OI, représentant le nombre d'ampère-tours de l'induit : cette distance est donnée par la caractéristique en court-circuit de la machine. Au moyen de cette construction, on détermine $OF_1 = 70$ ampères.

Au-dessous de la ligne OA_1, on a construit le diagramme relatif au moteur. L'excitation trouvée est de 73,3 ampères, tandis que le courant mesuré atteint 74,9 ampères. La différence provient évidemment du fait qu'il est très difficile d'ajuster le courant de façon à avoir exactement un facteur de puissance égal à l'unité.

Les deux vecteurs OF_1 et OF_2 indiquent non seulement les valeurs des courants d'excitation, mais la position relative des deux inducteurs. L'angle qu'ils doivent faire est de 27° dans les conditions du diagramme, c'est-à-dire 27/180 du pas polaire. Au lieu de décaler les deux inducteurs l'un par rapport à l'autre, on avait décalé légèrement les deux stators de part et

d'autre de leur position normale. L'angle ainsi formé était de 26 degrés électriques.

Pour faire fonctionner les machines en charge inductive, il suffit de modifier les excitations. Le diagramme peut être construit de la même manière que précédemment, sauf que OI doit faire un angle φ avec OE et que B_1C_1 est parallèle à OI, ainsi que F_1D_1. Pour la pleine charge et $\cos\varphi = 0{,}75$, c'est-à-dire pour 273 ampères et $\cos\varphi = 0{,}75$, on trouve que le décalage doit rester à peu près le même que précédemment. Mais le courant d'excitation doit être de 93,3 ampères pour le générateur, et 47,5 ampères pour le moteur. L'essai a donné les résultats suivants :

Phase 1 :	3292 volts	257 amp.	665 kw.
Phase 2 :	3288 volts	248 amp.	626 kw.

Le facteur de puissance était de 0,77 ; les courants d'excitation étaient de 95,4 ampères (générateur) et de 44,5 ampères (moteur).

R. R.

Mode de groupement économique pour la charge de batteries d'accumulateurs sur un réseau de traction à 500 volts. — **Jacobi.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 8 mars 1906.

La tension de 500 volts, employée habituellement pour la traction, étant trop élevée pour l'éclairage, on emploie généralement des batteries d'accumulateurs de 220 volts ou même de 110 volts.

Pour charger ces batteries, on se sert généralement de moteurs-générateurs. L'auteur calcule le rendement d'une telle installation : soit X l'énergie fournie par le réseau de traction, Y l'énergie totale consommée par le réseau d'éclairage, Z l'énergie fournie directement au réseau d'éclairage par la génératrice, η_1 le rendement du moteur, η_2 celui de la génératrice, η_3 celui de la batterie, η_4 celui de l'installation totale de transformation y compris la batterie, η_5 le rendement du convertisseur seul.

Si l'on charge le jour et qu'on décharge le soir la batterie d'éclairage, on a :

$$\frac{Y}{\eta_1\eta_2\eta_3} = X. \qquad (1)$$

Si l'on admet en moyenne

$$\eta_1 = 0{,}83,\ \eta_2 = 0{,}83,\ \eta_3 = 0{,}75,$$

il vient :

$$\frac{Y}{0{,}83 \cdot 0{,}83 \cdot 0{,}75} = X, \qquad (2)$$

$$\eta_4 = Y/X = 0{,}517. \qquad (3)$$

Si le convertisseur fournit toute l'énergie absorbée dans le réseau d'éclairage et que la batterie fonctionne en tampon, on a :

$$\frac{Z}{\eta_1\eta_2} = X, \qquad (4)$$

$$\frac{Z}{0{,}83 \cdot 0{,}83} = X, \qquad (5)$$

$$\eta_5 = Z/X = 0{,}689. \qquad (6)$$

En pratique, le fonctionnement représente une combinaison de ces deux cas-limites : généralement 30 pour 100 de l'énergie sont fournis directement par le convertisseur et 70 pour 100 par la batterie. La valeur de Z est alors 0,3Y, et l'on a :

$$\frac{Y-Z}{\eta_1\eta_2\eta_3} + \frac{Z}{\eta_1\eta_2} = X,$$

$$\frac{0{,}7 \cdot Y}{0{,}83 \cdot 0{,}83 \cdot 0{,}75} + \frac{0{,}3 \cdot Y}{0{,}83 \cdot 0{,}83} = X,$$

$$\eta_4 = Y/X = 0{,}56.$$

Pour $Z = 0{,}2Y$, on a $\eta_4 = 0{,}544$.
Pour $Z = 0{,}4Y$, on a $\eta_4 = 0{,}575$.

Donc, en moyenne, il y a 44 pour 100 de pertes.

L'auteur décrit un mode de groupement qui permet de réaliser une économie sensible. La batterie est décomposée en deux parties, égales ou inégales, suivant les circonstances. Cette batterie est chargée en partie directement sur 500 volts, et en partie par l'intermédiaire d'un survolteur. Le réseau d'éclairage est supposé être à 2×200 volts : chaque batterie a alors 2×120 éléments. Un commutateur tripolaire pour chaque batterie permet de relier celle-ci soit au réseau d'éclairage à trois fils, soit au réseau de traction à deux fils. Le conducteur neutre mis à la terre du réseau à trois fils est déconnecté au moment de la charge. La résistance de charge ne sert que pendant les premiers instants. La figure 1 indique le montage. Par exemple, la batterie I assure l'éclairage et la batterie II est en charge ; au bout de dix minutes environ, on court-circuite la résistance W et la batterie se charge directement sur 500 volts. Quand le courant de charge s'affaiblit trop, on déplace vers la droite le commutateur M_3 et on met en route le survolteur. Lorsque la charge de la batterie II est terminée, on arrête le survolteur, on ramène la manette du rhéostat W sur la première touche et l'on place le commutateur U_2 sur la position de gau-

che ; les deux batteries travaillent alors en parallèle sur le réseau d'éclairage. Quand on veut changer la batterie I, on pousse vers la droite

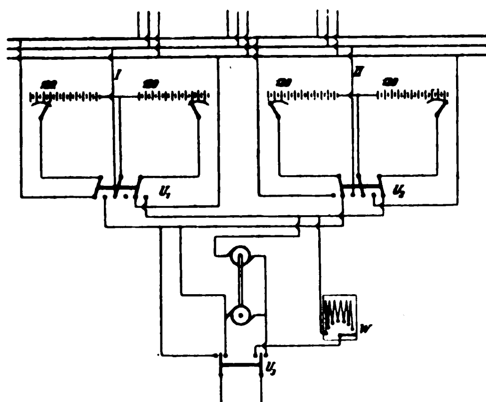


Fig. 1.

le commutateur U_1 et vers la gauche le commutateur U_3. Soit U l'énergie fournie par le survolteur, η_6 le rendement de la dynamo de ce survolteur, η_7 le rendement du moteur de ce survolteur.

On a : $$\frac{Y - U}{\eta_3} + \frac{U}{\eta_3 \eta_6 \eta_7} = X. \qquad (11)$$

Pour $U = 0{,}02 Y$, on a :

$$\frac{0{,}98 Y}{\eta_3} + \frac{0{,}02 Y}{\eta_3 \eta_6 \eta_7} = X. \qquad (12)$$

On peut admettre comme chiffres de rendement $\eta_6 = 0{,}78$ et $\eta_7 = 0{,}78$.

On a alors :

$$\frac{0{,}98 Y}{0{,}75} = \frac{0{,}02 Y}{0{,}75 \,.\, 0{,}78 \,.\, 0{,}78} = X. \qquad (13)$$

$$\eta_4 = Y, \qquad X = 0{,}74. \qquad (14)$$

Si l'on pose $U = 0{,}03 Y$, le rendement varie peu et devient 0,735. On voit que l'économie d'énergie s'élève à 18 pour 100 avec l'emploi de deux batteries et de ce nouveau mode de groupement. En ce qui concerne les frais de premier établissement, ceux-ci sont approximativement égaux pour une batterie et un moteur-générateur d'une part et deux batteries avec survolteur d'autre part. Si l'on devait, dans le premier cas, avoir un moteur-générateur de réserve, la seconde combinaison serait plus économique.

B. L.

Expériences faites sur un transformateur présentant de la capacité propre (*suite*) (¹). — **A. Dina.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 22 février 1906.

Dans ce qui précède, l'auteur a étudié le cas d'un transformateur qui ne présenterait aucune perte. Dans le cas d'un transformateur présentant des pertes, le mode de calcul reste le même, mais les formules finales sont compliquées et peu claires. Parmi les nombreuses modifications qu'elles subissent, on peut indiquer que $\operatorname{tg} \alpha$ disparaît : il apparaît une autre fonction de α et des grandeurs qui déterminent les pertes, fonction qui ne peut être ni infinie ni nulle (sauf pour $\alpha = 0$) et dont les maxima et les minima ont des amplitudes qui diffèrent de moins en moins les unes des autres, quand α croît.

La répartition dans l'espace du potentiel secondaire et du courant n'est plus représentée par des fonctions trigonométriques simples, mais par d'autres fonctions compliquées. Leurs décalages n'ont plus des valeurs simples et diffèrent de point en point, c'est-à-dire sont eux-mêmes des fonctions de x. Dans les conclusions tirées précédemment, il se produit certaines modifications, si l'on remplace $\operatorname{tg} \alpha$ par $f(\alpha)$. Pour $\alpha = \pi/2$, le courant primaire n'est pas nul, car $f(\pi/2)$ est grand, mais non infini. Le courant primaire doit, pour couvrir les pertes, posséder une composante wattée.

Si l'on introduit $f(\alpha)$ au lieu de $\operatorname{tg} \alpha$ dans la condition de résonance, qui devient

$$(1 - \rho)\alpha + \rho f(\alpha) = 0,$$

on voit que, même sous cette forme approximative, elle ne peut pas toujours être remplie : ce n'est possible que lorsque les courbes

$$y_1 = f(\alpha) \quad \text{et} \quad y_2 = -\frac{1 - \rho}{\rho}\alpha,$$

ont au moins un point d'intersection, c'est-à-dire lorsque les pertes sont assez faibles et la dispersion assez forte. Même quand cette équation n'est pas satisfaite, la valeur de la tension secondaire peut devenir beaucoup plus grande que la valeur normale, lorsque le premier terme de l'équation, qui apparaît en dénominateur dans l'expression de E_2, est assez petit vis-à-vis de la grandeur $\rho_1 f(\alpha)$ qui apparaît au numérateur. Pour $\alpha = \pi$, E_2 n'est plus nulle, car $f(\pi)$ diffère de zéro : sur la grandeur de E_2, on ne

(¹) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 5 mai 1906, p. 189.

peut, en général, pas dire grand'chose d'après la formule III : cette grandeur dépend de $f(\pi)$ et des valeurs actuelles des coefficients de dispersion. Dans tous les cas, l'accroissement de la tension secondaire et des courants est limité par l'influence des pertes ; la répartition du potentiel n'est pas simplement sinusoïdale, et les variations brusques n'existent plus.

Quoique tous ces résultats s'appliquent à tout transformateur, il est avantageux, pour une vérification expérimentale, d'employer un transformateur à haute tension. L'auteur s'est servi d'un appareil de 80 K. V. A. à bain d'huile construit par les ateliers Siemens Schuckert pour 500 volts au primaire, 100 000 volts au secondaire et une fréquence de 50 périodes par seconde. Des bornes permettaient de faire entre les bobines différents groupements et d'intercaler entre elles, quand elles étaient en série, un ampèremètre. La figure 1 montre le résultat

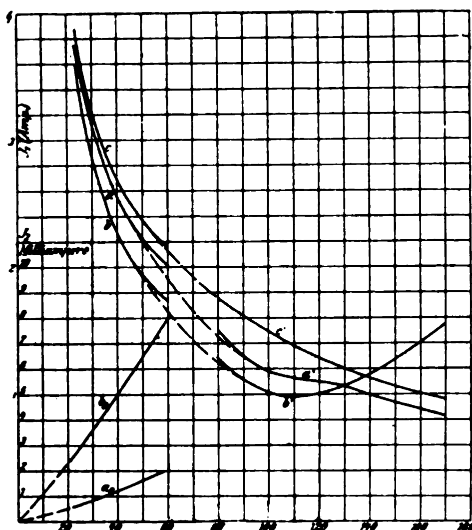


Fig. 1.

des essais et indique l'allure du courant primaire en fonction de la fréquence (abscisses) pour une tension primaire invariable de 125 volts et trois groupements différents des bobines secondaires (*aa'* bobines en série, *bb'* bobines en série avec un pôle à la terre, *cc'* bobines séparées ou en parallèle). Pour les fréquences comprises entre 23 et 60 périodes, on employait un alternateur déterminé, et pour les fréquences comprises entre 80 et 170 périodes, un autre alternateur : on voit que les deux parties correspondantes d'une ligne ne se raccordent pas bien, ce que l'on pouvait prévoir puisque l'intensité du courant de charge (ici le courant secondaire, qui réagit sur le courant primaire) dépend de la forme de la courbe de tension. La courbe a_2 représente le courant secondaire dans le fil de jonction des deux bobines quand les pôles étaient isolés, et la courbe b_2 le courant au pôle ρ relié à la terre.

Les résultats que résument ces courbes concordent bien avec les conclusions théoriques. Quand la dispersion est assez faible pour que l'on ait $\rho_1 = \rho_2 = \rho = 1$, le courant primaire répond, d'après la formule (I), à l'équation

$$I_1 = \frac{E_1}{\omega L_1} \frac{\alpha}{\operatorname{tg} \alpha},$$

pour le groupement en série des bobines avec bornes isolées ; pour les autres groupements, on a, au lieu de α, $\beta = \alpha$ ou $\gamma = \alpha/2$. Les trois courants $I_{par.}$, $I_{série}$ et $I_{série\text{-}terre}$ ou, plus exactement, leurs composantes déwattées, sont donc entre eux dans le rapport

$$\frac{\alpha/2}{\operatorname{tg} \alpha/2} \bigg/ \frac{\alpha}{\operatorname{tg} \alpha} \bigg/ \frac{2\alpha}{\operatorname{tg} 2\alpha}.$$

En réalité, le courant primaire est d'abord maximum pour le montage en parallèle et minimum pour le montage en série avec pôle à la terre. Pour la fréquence 110, la courbe *b* a une valeur minima qui correspond à l'équation

$$\beta = \omega\sqrt{CL_2} = \pi/2.$$

Le courant primaire croît alors dans le montage avec pôle à la terre et, quand la fréquence croît, il devient plus grand que dans les autres montages.

La tension secondaire était mesurée par la distance explosive correspondante. Si l'on tient compte de la capacité γ que l'éclateur introduit entre les bornes secondaires, on a l'équation :

$$E_2 = \frac{N_2}{N_1} E_1 \frac{\rho_1 \operatorname{tg} \alpha}{(\alpha - \omega^2 L_2 \gamma \operatorname{tg} \alpha)(1 - \rho) + \rho \operatorname{tg} \alpha}.$$

L'influence de α sur la valeur de la tension secondaire est toujours si faible que l'on peut difficilement la séparer des autres influences.

On a vu que, pour de faibles valeurs de α pour le groupement en série des bobines, le courant dans le fil de jonction répond à la formule simple $\omega CE_2/8$. De même, quand un pôle est à la terre, le courant à ce pôle est $\omega CE_2/2$. En fait, on voit d'après les courbes a_2 et b_2 que ces deux courants sont à peu près dans le rapport de 1 à 4 pour une même fréquence.

On peut utiliser les courbes obtenues pour déterminer approximativement la capacité de l'enroulement secondaire. On a, par exemple, $C = 8(I_2)_0/\omega E_2$. D'après la courbe a_2, pour une fréquence $n = 23,3$ et une tension $E_2 = 25000$ volts, on a $(I_2)_0 = 0,6$ milliampère, d'où l'on déduit $C = 0,0013$ microfarad.

Cette valeur est évidemment trop élevée à cause de la différence entre la courbe de courant et une sinusoïde ; il suffit de connaître l'ordre de grandeur. Pour vérifier la valeur de la capacité par une autre méthode, on peut la tirer de l'équation : $\beta = \omega\sqrt{CL_2} = \pi/2$,

qui correspond, d'après l'étude théorique simplifiée, à la plus faible valeur du courant dans la courbe b'. De cette équation on tire :

$$C = \frac{1}{16n^2L_2}.$$

On en déduit, puisque L_2 a approximativement pour valeur 4400 henrys, $C = 0,0012$ microfarad. Les deux méthodes donnent des résultats concordants.

Pour amener le transformateur en résonance, il est d'abord nécessaire que α soit à peu près égal à π. Suivant la tension primaire choisie, cela peut se produire pour des fréquences très différentes, car L_2 dépend de l'induction dans le fer, c'est-à-dire de la tension primaire et de la fréquence. Pour une résonance aiguë, il faut que les pertes soient aussi petites que possible et la dispersion aussi grande que possible : il est donc avantageux d'employer une faible tension primaire, pour que l'induction dans le fer soit peu élevée, et une fréquence élevée, pour que la perméabilité du fer diminue et que, par suite, la dispersion augmente.

L'auteur a fait des expériences avec un alternateur à haute fréquence dont la tension à vide était à peu près sinusoïdale : les valeurs de la fréquence étaient comprises entre 1 000 et 2 500 périodes par seconde. Pour une fréquence de 2 100 périodes par seconde avec une tension primaire de 20 volts, les trois courbes de E_2, J_1 et $(J_2)_0$ présentent un maximum nettement marqué.

Pour le montage avec un pôle à la terre, la courbe de tension secondaire présente, pour une tension primaire de 20 volts, un maximum pour $n = 900$, un minimum pour $n = 1300$ et un nouveau maximum, beaucoup plus élevé que le précédent, pour $n = 2000$. Le premier point de résonance correspond à une fréquence égale environ à la moitié de la fréquence pour laquelle le transformateur à pôles isolés entre en résonance : la condition de résonance est la même, seulement il y intervient une fois α et l'autre fois $\beta = 2\alpha$: les deux fréquences ne sont pas exactement entre elles comme 1 et 2 à cause du fait que la dispersion et la self-induction secondaire sont des fonctions de la fréquence. La courbe de la tension de la bobine dont un pôle était à la terre présente également deux maxima pour les mêmes fréquences que la courbe précédente, mais le plus grand des maxima se produit pour la fréquence 900 et le plus petit pour la fréquence 2 000 : pour la première de ces deux fréquences, cette tension individuelle est beaucoup plus élevée que la tension totale ou différence de potentiel aux bornes. D'après la formule de la répartition du potentiel,

$$\rho_2 = E_1 \frac{N_2}{N_1} \frac{\rho_1}{(1-\rho)\beta + \rho \operatorname{tg} \beta} \frac{\sin \beta(x/2l)}{\cos \beta},$$

le rapport de la tension $E_{(0,l)}$ de la bobine reliée à la terre à la tension totale $E_{(0,2l)}$, est :

$$\frac{E_{(0,l)}}{E_{(0,2l)}} = \frac{\sin \beta/2}{\sin \beta} = \frac{1}{2\cos \beta/2}.$$

La valeur de β est dans le deuxième quadrant pour le premier point de résonance et dans le quatrième quadrant pour le second point de résonance. Si, dans l'un des cas, la différence entre π et β, et, dans l'autre cas, la différence entre 2π et β sont petites, la formule montre que le rapport a une valeur élevée dans le premier cas et une valeur voisine de $-1/2$ dans le second. Les courbes montrent bien que $E_{(0,l)}$ est plus grand que $E_{(0,2l)}$ dans le premier cas et plus petit dans le second cas.

Des considérations analogues s'appliquent aux courants secondaires et sont vérifiées par les courbes expérimentales.

En résumé, on voit que, dans l'enroulement secondaire d'un transformateur non chargé, il passe un courant de charge qui varie d'élément à élément de cet enroulement : la répartition et la valeur moyenne de ce courant dépendent, dans un même transformateur, du groupement des bobines. Par suite de la réaction du courant de charge secondaire sur le circuit primaire, la grandeur du courant primaire et son décalage

par rapport à la tension primaire sont très différents. La répartition du potentiel dans l'enroulement secondaire n'est pas toujours rectiligne et il peut se produire des tensions locales inférieures à la tension totale. Le rapport des tensions primaire et secondaire peut être différent du rapport de transformation.

B. L.

Diagramme du cercle du moteur série compensé à courant monophasé. — **Stone.** — *Electrical World*, 24 mars 1906.

Quand l'induit d'un moteur à courant continu ordinaire tourne dans un flux alternatif, il se produit, comme l'on sait, deux f. é. m. :

1° La force électromotrice de rotation :

$$E_a = \frac{\Phi_m}{\sqrt{2}} \cdot N_a \cdot n \cdot 10^{-8}, \qquad (1)$$

en appelant : Φ_m le flux maximum dans l'entrefer;

N_a le nombre des conducteurs de l'induit et $N_a/2$ le nombre de tours ;

n la vitesse de rotation en tours par seconde;

E_a la valeur efficace de la f. é. m.

2° La f. é. m. induite statiquement par le flux alternatif :

$$E' = 2\pi f \cdot \frac{\Phi_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{N_a}{2} \cdot 10^{-8}$$

$$= 4,44 \frac{2}{\pi} \Phi_m \cdot \frac{N_a}{2} \cdot f \cdot 10^{-8}, \qquad (2)$$

f étant la fréquence en périodes par seconde.

Les balais sont calés sur la ligne neutre de sorte que E', dirigée suivant l'axe perpendiculaire à celui des balais, ne produit pas de différence de potentiel entre ceux-ci. Mais cette f. é. m. joue un rôle dans les bobines en court-circuit sous les balais. En appelant N_s le nombre de *tours* court-circuités par chaque balai, il se produit une f. é. m.

$$E_s = 2\pi f \frac{\Phi_m}{\sqrt{2}} N_s 10^{-8}. \qquad (3)$$

Le courant de court-circuit par cette f. é. m. produit des étincelles au collecteur et des pertes Joule. Le nombre de tours N_s en court-circuit doit donc être aussi petit que possible : on peut introduire, dans ce but, des résistances auxiliaires dans les jonctions au collecteur.

Si un courant I traverse le moteur, il produit dans l'inducteur le flux total Φ_f plus grand que le flux dans l'entrefer. Ce flux produit une f. é. m. E'_f décalée de 90° sur lui :

$$E'_f = 2\pi f \frac{\Phi_{fm}}{\sqrt{2}} N_f 10^{-8}, \qquad (4)$$

en appelant Φ_{fm} le flux maximum inducteur et N_f le nombre de tours.

Si le courant I était seulement magnétisant, il serait en phase avec Φ_f, mais il contient une composante wattée compensant les pertes dans le fer

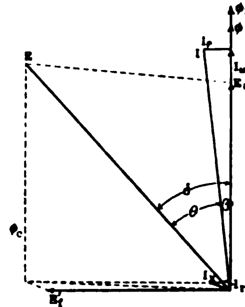


Fig. 1. — Diagramme des vecteurs.

et les pertes dans le cuivre des bobines court-circuitées. En appelant I_p la composante wattée et I_m la composante dewattée, on a $I = \sqrt{I_m^2 + I_p^2}$. L'angle de décalage est $\beta = tg^{-1}(I_p/I_m)$. La force contre-électromotrice répondant à l'équation 1 est en phase avec le flux principal. Avec du courant alternatif, l'enroulement induit agit comme une bobine de réactance : une f. é. m. inverse, décalée de 90° sur le courant, est alors produite et répond à l'équation

$$E'_a = 2\pi f \frac{\Phi_{am}}{\sqrt{2}} \frac{2}{\pi} \frac{N_a}{2} 10^{-8}, \qquad (6)$$

en appelant Φ_{am} le flux maximum de l'induit. Ce flux, décalé de 90° sur celui de l'induit, abaisse le facteur de puissance du moteur. Il est compensé par le courant passant dans une bobine compensatrice placée dans des encoches ménagées dans les pôles et comprenant un nombre de tours tel que le courant produise un flux égal, autant que possible, à Φ_a et opposé à celui-ci.

Dans l'équation du couple du moteur, il faut tenir compte du décalage β indiqué ci-dessus. Le couple en dynes est donné par la formule

$$T = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{10} \cdot \frac{\Phi_m}{\sqrt{2}} \cdot N_a \cdot \cos\beta, \qquad (7)$$

en appelant :

I la valeur efficace du courant en ampères;

Φ_m le flux maximum dans l'entrefer.

La valeur de cos β est déterminée par les pertes dans le fer et par les pertes RI^2 dans les bobines en court-circuit. Le diagramme des vecteurs est donné par la figure 1 à pleine charge. Φ est le flux dans l'entrefer et Φ_f le flux total produit par les inducteurs. Ce flux est produit par le courant I_m. Le courant principal $I = \sqrt{I_m^2 + I_p^2}$, I_p étant perpendiculaire à I_m et représentant le courant watté de pertes. Pour équilibrer la f. é. m. due au flux alternatif, il faut une composante E'_f décalée de 90° sur Φ_f. La f. é. m. de rotation doit être contre-balancée par la f. é. m. — E_a. Les composantes Ir, en phase avec I et Ix, perpendiculaire à I, correspondent aux chutes ohmique et inductive du moteur, x étant la réactance de dispersion et r la résistance du moteur. La somme géométrique de E'_f, E_a, Ir et Ix donne la différence de potentiel E aux bornes du moteur. Le cosinus de l'angle θ est le facteur de puissance.

Le diagramme du cercle, pour ce type de moteurs, a été tracé par Creedy (¹). Le diagramme suppose que la courbe de saturation du moteur est une ligne droite : dans ce cas, l'angle β est constant. La différence de potentiel constante aux bornes est OE_0 (fig. 2). A l'arrêt, le moteur

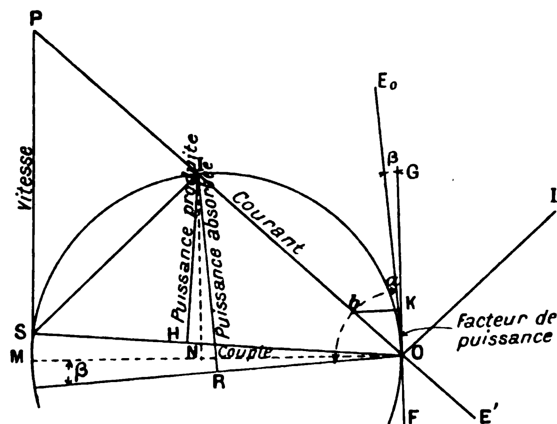


Fig. 2.

agit comme une bobine de self-induction et le courant est OS. Quand le moteur démarre, il se produit une f. é. m. OE' en phase avec le flux et décalée de $\pi - \beta$ sur le courant principal OI, qui produit un courant OI' décalé d'un angle constant I'OE' représentant l'impédance du moteur. Le courant principal OI est égal à la différence géométrique du courant de court-circuit OS et du courant OI' = SI. L'angle I'OE' étant constant, l'angle SIO étant aussi constant, et OS = OI + SI (géométriquement), l'extrémité de OI a pour lieu géométrique un cercle passant par O.

Or OI' est parallèle à SI par construction : $\widehat{SIO} = \widehat{IOI'}$: donc $\widehat{SOE_0} = \widehat{E'OI'}$, angle d'impédance du moteur. $\widehat{\beta}$ est l'angle entre Φ et I, courant principal : $\widehat{E'OI} = \pi - \beta$; $\widehat{IOI'} = \pi - \beta - \widehat{SOE_0}$; $SIO = \pi - (\beta + SOE_0) = \widehat{SOF}$. La droite FG est tangente au cercle en O. Le diamètre OM fait un angle β avec la ligne OR de facteur de puissance nul.

Vitesse. — SI est proportionnel à OE', ou proportionnel au produit du flux par la vitesse. Le flux est proportionnel à OI. Donc SI est proportionnel au produit de OI par la vitesse : la vitesse est donc proportionnelle à SI/OI. En faisant l'angle OSP = SIO, les deux triangles OSP et SZO sont semblables et SI/OI = SP/SO. Or SO est constant. Donc SP est proportionnel à la vitesse.

Couple. — Le couple est proportionnel à OI^2. Or

$$IN^2 = ON.NM,$$

d'où

$$IN^2 + ON^2 = OI^2 = ON(ON + MN) = ON.OM.$$

Or OM est constant. Donc OI^2 est proportionnel à ON, c'est-à-dire que le couple est proportionnel à ON.

Puissance. — La puissance est égale au produit du couple par la vitesse ; on a $OI^2(SI/OI) = SI.OI$. L'angle SIO est constant. Le produit SI.OI est proportionnel à la surface du triangle SIO dont la base est constante. Donc SI.OI est proportionnel à la hauteur IH du triangle. La puissance est donc proportionnelle à IH.

Facteur de puissance. — Du centre O avec le rayon unité, on trace un cercle coupant OE_0 et OI en a et b. On a évidemment OK = facteur de puissance.

Rendement. — La puissance produite est proportionnelle à IH ; la puissance fournie est proportionnelle à IR, puisque IR est égal à la composante du courant OI en phase avec la tension OE_0. Donc le rendement est égal à IH/IR.

R. R.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Amortissement d'un circuit oscillant relié à un circuit additionnel. — **T. Noda.** — *Drudes annalen*, avril 1906.

(¹) *Éclairage Électrique*, tome XLIV, 16 septembre 1905, page 436.

L'amortissement est produit, comme l'on sait, par chaleur Joule dans les fils, par pertes d'énergie dans le diélectrique des condensateurs, par radiation, et par l'étincelle. On peut rendre les trois premières causes d'amortissement négligeables par une disposition convenable du circuit oscillant : la dernière cause, l'amortissement dû à la résistance de l'étincelle, subsiste alors seule. On a proposé (Drude, Slaby) de réduire cet amortissement en ajoutant au circuit oscillant un circuit auxiliaire convenablement dimensionné. L'auteur s'est proposé d'étudier l'amortissement de tels circuits oscillants munis de circuits additionnels.

La méthode expérimentale était la même que celle employée par Drude [1] dans son étude sur les circuits oscillants. L'appareil consistait en un circuit primaire et un circuit secondaire. Le premier comprenait un condensateur plongé dans du pétrole et formé par deux plaques carrées en aluminium de 17 centimètres de côté maintenues à 1 centimètre d'écartement par des cales et des vis en ébonite, le circuit de fermeture étant formé par deux fils de cuivre de 3 millimètres courbés en demi-cercles de 20 centimètres de diamètre munis d'électrodes en zinc. Celles-ci étaient reliées à une bobine d'induction et à un condensateur formant, avec les fils de jonction, le circuit additionnel : la capacité de ce second condensateur pouvait être modifiée par modification du diélectrique interposé. Le circuit secondaire était semblable à celui de Drude et était constitué par un rectangle mince de longueur variable (50 à 100 centimètres) dont l'un des petits côtés (3 centimètres) contenait un condensateur et l'autre un thermo-élément. Les grands côtés étaient formés de tubes de cuivre dans lesquels coulissaient des fils de cuivre : la longueur pouvait ainsi être modifiée progressivement. Le condensateur consistait en deux feuilles carrées d'aluminium de 9 centimètres de côté. Le thermo-élément était formé d'un fil de cuivre de $0^{mm},045$ de diamètre et de $3^{mm},7$ de longueur et d'un fil de constantan de $0^{mm},0494$ de diamètre et $3^{mm},7$ de longueur. Le galvanomètre d'Arsonval, relié au thermo-élément, avait une résistance de 1000 ohms : la bobine d'induction était alimentée par du courant alternatif à 65 périodes.

[1] *Éclairage Électrique*, tome XLIII, 27 mai mai 1905, page 283.

Soient γ_1 l'amortissement du circuit primaire,

γ_2 celui du circuit secondaire,

s la déviation du galvanomètre pour la distance a du thermo-élément au condensateur,

s_m la déviation maxima pour la distance a_m du thermo-élément au condensateur.

On a :

$$\gamma_1 + \gamma_2 = \pi \frac{a_m - a}{a_m} \sqrt{\frac{J}{J_m - J}} = \pi \frac{a_m - a}{a_m} \sqrt{\frac{s}{s_m - s}} \qquad (1)$$

en posant :

$$J = \int_0^\infty i_2^2 dt. \qquad (2)$$

L'amortissement du circuit secondaire est :

$$\gamma_2 = \pi w_2 \sqrt{C_2/L_2},$$

en appelant w_2, C_2, L_2 la résistance, la capacité et la self-induction de ce circuit. Dans le cas actuel, on avait $C_2 = 26,13$ centimètres, $w_2 = 0,964$ ohms : par $a'_m = 75,3$, correspondant à la période propre du circuit primaire, on avait $L_2 = 983$ centimètres. L'amortissement était donc $\gamma_2 = 0,0164$. L'oscillation avait pour longueur $\lambda = 1007$ centimètres : la fréquence était donc $n = 2,99 . 10^7$. D'après cette valeur, on peut corriger la valeur de la résistance w_2 indiquée ci-dessus en employant la formule de Rayleigh pour l'effet de conductibilité superficielle des conducteurs. On trouve $w_2 = 1,312$ ohms et la valeur correspondante de γ_2 est $\gamma_2 = 0,224$.

La formule (1) est applicable si γ_2 reste constant. Comme ce n'est pas exactement le cas, on combine la déviation s_1 et s_2 du galvanomètre pour deux positions a_1 et a_2 du thermo-élément à peu près équidistantes de la position de résonance a_m. On obtient alors la formule :

$$\gamma_1 + \gamma_2 = \pi \frac{a_1 - a_2}{2a_m} \sqrt{\frac{(s_1 + s_2)}{s_m - (s_1 + s_2)}}.$$

Les expériences faites par l'auteur ont donné les résultats suivants :

1° Quand on augmente la capacité additionnelle, l'amortissement diminue d'abord rapidement, puis très lentement et s'abaisse jusqu'à la valeur 0,053.

2° Pour une valeur déterminée du condensateur additionnel, et à proximité de l'accord entre les circuits, on observe l'existence de deux oscillations I et II de périodes et d'amplitudes différentes, ainsi que d'amortissements différents : les périodes et amplitudes varient avec la capacité employée. L'amortissement de l'oscillation

Il est toujours beaucoup plus faible que celui de l'oscillation I : la valeur minima de l'amortissement s'abaisse à 0,027.

3° Si l'on modifie la self-induction du circuit additionnel en laissant sa capacité constante et égale à celle du circuit primaire, on trouve les mêmes oscillations que précédemment. L'amortissement de l'oscillation I augmente avec la self-induction et proportionnellement à la période du circuit additionnel et atteint, dans certaines circonstances, une valeur supérieure à celle de l'amortissement du circuit primaire sans circuit additionnel. Quant à l'oscillation II, elle se comporte à peu près de la même façon que dans l'expérience précédente ; sa période varie fortement avec la période du circuit additionnel. Son amortissement présente trois maxima et trois minima. Le plus grand maximum se produit pour l'accord des deux circuits : les deux minima les plus marqués sont de part et d'autre de cet accord et très près de celui-ci. Les deux expériences qui précèdent montrent que les deux oscillations ont des propriétés très différentes. L'amortissement de l'oscillation I diminue quand la capacité augmente et augmente quand la self-induction augmente. L'amortissement de l'oscillation II est aussi une fonction de la capacité et de la self-induction, mais ces grandeurs exercent la même influence sur l'amortissement quand elles produisent les mêmes modifications de la période du circuit oscillant.

4° L'amortissement minimum est indépendant de la capacité et de la self-induction du circuit additionnel : quand le rapport des périodes des deux circuits a la valeur convenable pour que l'amortissement minimum soit obtenu, celui-ci conserve à peu près la même valeur quelles que soient les valeurs des capacités du circuit primaire et du circuit auxiliaire.

5° Pour l'oscillation I, l'amortissement diminue quand la longueur d'étincelle augmente entre 0,1 et 1 millimètre ; une étincelle trop courte n'est donc pas favorable à l'obtention d'un faible amortissement.

Pour l'oscillation II, il en est autrement, et l'amortissement reste presque constant : il croît un peu avec la longueur d'étincelle (entre 0,1 et 1 millimètre). Pour un rapport convenable des périodes et une petite étincelle, l'amortissement minimum a pour valeur 0,023, valeur extrêmement faible.

En résumé, on voit que l'idée d'employer un circuit additionnel pour diminuer l'amortissement est bonne. Il se produit deux oscillations dont l'une a toujours, dans les mêmes conditions, un amortissement plus faible que la seconde. L'amortissement de cette oscillation pouvant devenir très petit (0,023), la courbe de résonance est très aiguë et la position du maximum peut être déterminée avec beaucoup d'exactitude. L'emploi d'une oscillation d'aussi faible amortissement permettrait d'obtenir une grande précision dans les mesures reposant sur des mesures de longueur d'ondes, par exemple dans les mesures de capacité et de constante diélectrique. La déviation maxima, pour l'amortissement minimum de l'oscillation II, est au moins 9 fois plus grande que celle qui correspond à l'amortissement minimum de l'oscillation I. La portée de l'oscillation II doit donc bien être 3 fois plus grande que celle de l'oscillation I, et cela avec l'emploi d'une capacité 50 fois plus petite.

R. V.

TÉLÉGRAPHIE & TÉLÉPHONIE

Câble télégraphique et téléphonique de Londres à Glasgow.

Comme cela a déjà été indiqué [1] on a posé en Angleterre un câble télégraphique souterrain de 655 kilomètres de longueur reliant Londres à Birmingham (187 kilomètres) et à Glasgow. Jusqu'à Warrington (315 kilomètres), le câble contient 38 paires de conducteurs en cuivre ; de Warrington à Glasgow, il ne contient que 34 paires de conducteurs. Les fils de cuivre employés pèsent $28^{kgr},4$ par kilomètre : ils sont entourés d'une bande de papier. Ces fils sont torsadés deux par deux, puis deux paires sont tordues ensemble, et cet ensemble est torsadé avec deux autres paires. Le câble contient sept groupes de quatre âmes ainsi formés. Au-dessus de ces sept groupes sont placés 29 fils de cuivre disposés comme une armure et servant au service télégraphique : ces fils pèsent 20 kilogrammes par kilomètre ; ils sont d'abord isolés au papier, puis recouverts d'une bande de cuivre de $7^{mm},5$ de largeur et de $0^{mm},076$ d'épaisseur. Dans les espaces existant entre les sept groupes de quatre fils et cette armature, sont logées six paires

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVI, 3 mars 1906, p. CVIII.

d'âmes pesant 42 kgr,6 par kilomètre, isolées au papier fort. Sur les conducteurs extérieurs est placé une enveloppe de plomb de 3 mm,75 d'épaisseur. Le câble total a un diamètre de 6 cm,9. La capacité entre deux fils d'une paire s'élève à 0,037 — 0,040 microfarad. La capacité d'un fil extérieur vis-à-vis de la terre est de 0,074 mfd par kilomètre. Le câble est placé dans un tube en fonte de 76 millimètres de diamètre constitué par des tronçons de 130 à 200 mètres de longueur reliés au moyen de joints en plomb. Des ouvertures munies de soupapes permettent d'introduire dans le câble de l'air comprimé à 2 atmosphères pour le séchage. Cet air est fourni par un compresseur placé sur une voiture et entraîné par un moteur à pétrole tournant à une vitesse de rotation de 700 tours par minute. Cet air est séché dans quatre cylindres contenant du chlorure de calcium.

B. L.

Expériences faites sur des lignes téléphoniques anglaises. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 1er mars 1906.

L'administration anglaise des télégraphes a procédé à des expériences intéressantes pour déterminer jusqu'à quelles distances on peut assurer des communications téléphoniques entre abonnés avec une netteté suffisante pour différentes sortes de lignes. La transmission était comparée avec celle d'une « ligne normale » contenant de la résistance, de la capacité et de la self-induction. Cette ligne normale était constituée par un câble sous plomb au papier de 1,6 kilomètres de longueur avec un diamètre de conducteurs de 0 mm,914. Les constantes de la ligne double de ce câble étaient : 88 ohms, 0,056 microfarad, 0,001 henry, 200 mégohms d'isolement. Le calcul et l'expérience ont montré que l'on peut obtenir une bonne communication pour 68 à 74 kilomètres de ce câble. Le tableau I indique, pour une série de câbles souterrains et sous-marins, et pour des lignes aériennes, les longueurs pour lesquelles on obtient des résultats comparables à ceux que donne la « ligne normale ». Le calcul a été effectué d'après la formule indiquée par Pupin, pour les câbles; pour les lignes aériennes, on a employé la formule de Campbell, qui tient compte des pertes de courant dues à un isolement défectueux. Ces valeurs calculées (colonne 7) concordent avec les valeurs déterminées expérimentalement (colonne 8) sur les lignes souterraines et sur les lignes aériennes : pour ces dernières, la concordance est un peu moins bonne à cause de la résistance d'isolement variable.

TABLEAU I

TYPE DE LIGNE		CONSTANTE par KILOMÈTRE DE LIGNE DOUBLE			LONGUEUR DE LA LIGNE ÉQUIVALENTE pour les transmissions à la ligne normale en km.	LONGUEUR MAXIMA à laquelle les communications sont suffisamment nettes.	
Poids de cuivre par kilomètre en kgr.	Diamètre du fil de cuivre en mm.	Résistance en ohms.	Capacité en mfd.	Self induction en Henry.		Calculée d'après le rapport à la ligne normale.	Déterminée dans les expériences pratiques.
		Câbles souterrains.				**Kilomètre :**	
2,8	0,65	109	0,043	0,0006	0,98	42	42
5,6	0,91	53	0,034	0,0006	1,61	69	69
11,3	1,29	26	0,035	0,0006	2,37	102	102
19,8	1,71	16	0,039	0,0006	2,94	127	»
28,2	2,09	11	0,036	0,0006	3,94	170	»
42,3	2,50	7,3	0,040	0,0006	4,75	204	204
56,4	2,89	5,4	0,043	0,0006	5,63	242	»
		Câbles sous-marins.					
11,3	1,29	27	0,080	0,0006	1,53	66	63
45,2	2,58	8,0	0,075	0,00103	3,70	159	142
		Lignes aériennes.					
28,2	2,09	11	0,00502	0,00242	13,6	585	»
42,3	2,50	7,4	0,00521	0,00234	18,8	810	761
56,4	2,89	5,6	0,00536	0,00227	23,7	1 017	1 007
84,7	3,54	3,7	0,00555	0,00220	33,8	1 453	1 453
112,9	4,09	2,8	0,00571	0,00214	42,0	1 806	1 730
169,3	5,01	1,85	0,00595	0,00206	59,2	2 546	2 546
225,8	5,78	1,40	0,00613	0,00200	73,7	3 169	

On a étudié l'amortissement de la parole de la façon suivante. Dans deux circuits, dont l'un contenait la ligne double du câble normal et dont l'autre contenait une ligne vingt fois plus longue du câble normal, on a transmis différentes voyelles ou consonnes et on a reçu, aux deux extrémités, au moyen d'un oscillographe de Duddell, les ondes de courant. Les courbes reçues ainsi aux deux extrémités du câble normal concordent exactement comme allure, mais les courbes de la plus longue ligne présentent des différences considérables dans les diverses amplitudes. En intercalant des bobines de self-induction d'après la méthode de Pupin, on a obtenu de très bons résultats. Par exemple un câble à 56 âmes de 209 millimètres fut muni, tous les 1 km,6, de bobines de Pupin de 0,04 henry et de 4,34 ohms. Par kilomètre de ligne double, le

câble présentait 10,6 ohms de résistance, 0,033 microfarad de capacité, et 0,00087 henry de self-induction. L'introduction des bobines a élevé de 106 à 283 kilomètres la longueur à laquelle les communications pouvaient être nettement assurées. Les bobines sans noyau de fer ont semblé donner les meilleurs résultats. L'application des bobines Pupin aux lignes aériennes n'a pas donné de résultats aussi satisfaisants. Cela provient évidemment de la variation de la résistance d'isolement et des influences atmosphériques que l'on ne peut pas compenser.

B. L.

Observations faites sur les lignes téléphoniques munies de bobines Pupin. — **Nowotny.** — *Electrotechnik und Maschinenbau*, 1er avril 1906.

La ligne téléphonique reliant Vienne à Innsbruck mise en service au début de 1905 (1) et équipée avec des bobines Pupin a permis d'acquérir quelques connaissances sur la valeur de ce système dans différentes conditions.

Un point d'une grande importance est la distance à laquelle on doit placer les unes des autres les bobines de self-inductance : toute l'efficacité du dispositif repose sur la valeur de cette distance. La ligne aérienne de Vienne à Innsbrück, constituée par un fil de 3 millimètres en bronze, a été équipée d'abord avec des bobines distantes de 4 kilomètres les unes des autres. Comme nous l'avons déjà indiqué, les expériences préliminaires montrèrent que les communications sont à peu près aussi bonnes quand cette distance est portée à 8 kilomètres. Lors de la mise en service de la ligne reliant Vienne à Trient, les communications entre Innsbrück et Trient montrèrent, comme précédemment, que la distance entre les bobines pouvait sans inconvénient être portée à 8 kilomètres au lieu de 4. Dans ces conditions, l'administration des télégraphes autrichiens a supprimé, sur toute la longueur de la ligne qui atteint 803 kilomètres, la moitié des bobines primitivement placées sur cette ligne, et a affecté ces bobines à l'amélioration de lignes existantes.

Les expériences ont montré, en outre, que l'égale répartition des bobines Pupin, c'est-à-dire une rigoureuse équidistance entre elles n'était pas nécessaire. Quand rien ne s'y oppose, il vaut mieux placer les bobines avec des intervalles égaux, mais, s'il y a des difficultés d'installation, on peut sans inconvénient augmenter ou diminuer un ou plusieurs intervalles.

Un fait observé sur la ligne équipée avec des bobines Pupin et qui mérite d'être signalé est le suivant. Quand la résistance d'isolement de la ligne devient uniformément mauvaise par suite de pluies ou de chutes de neige, les communications restent parfaitement nettes et distinctes et ne se ressentent pas du tout du mauvais état de la ligne. Mais un défaut d'isolement localisé influe beaucoup plus sur une ligne Pupin que sur une ligne ordinaire. De même, l'influence des courants télégraphiques voisins, des courants alternatifs industriels des lignes de transport de force, ou des autres causes perturbatrices est beaucoup plus considérable sur une ligne Pupin que sur une ligne ordinaire. Il en résulte que la ligne exige beaucoup plus de soins et d'entretien.

Un autre fait important est la variation des coefficients de self-induction des bobines employées. — Les mesures effectuées sur différentes bobines au bout de quelque temps de service ont montré que le coefficient de self-induction de certaines d'entre elles avait varié. La diminution constatée provient évidemment en grande partie de la rémanence magnétique résultant d'aimantations intenses qui, sans doute, doivent être attribuées à des décharges atmosphériques, ou à l'influence de lignes voisines.

Comme conclusion, l'auteur indique que la méthode employée pour l'établissement des lignes téléphoniques avec bobines Pupin devrait être modifiée sur plusieurs points, pour tenir compte des enseignements de l'expérience.

B. L.

MESURES

Potentiomètres à déviation. — **Brooks.** — *Electrical World*, 17 mars 1906.

Les appareils servant à la mesure de la force électromotrice et du courant peuvent être répartis en deux groupes principaux, les appareils à déviation et les appareils potentiométriques. Les premiers sont plus commodes, et les seconds plus exacts : l'auteur a réalisé une combinaison des deux types d'appareils, de façon à profiter des avan

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIII, 1er juillet 1905, page 303.

tages de chacun d'eux. Dans cette combinaison, la majeure partie d'une quantité électrique est mesurée par la méthode potentiométrique, et le reste, très faible, est mesuré par un appareil à déviation. Par exemple, si l'on a affaire à une différence de potentiel comprise entre 110 et 111 volts, le potentiomètre mesure 110 volts, et le reste est mesuré par l'appareil à déviation.

La figure 1 indique schématiquement le montage employé. Dans cette figure, E est la f. é. m.

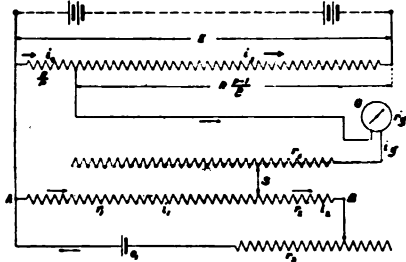


Fig. 1.

à mesurer, e_1 celle d'un accumulateur auxiliaire, R la résistance totale, R/p la chute de tension opposée à la chute de tension dans la portion r_1 du fil potentiométrique AB. Pour obtenir la condition de sensibilité constante, il faut placer un rhéostat dans le circuit du galvanomètre, rhéostat commandé par le mouvement du curseur principal S. En appliquant les lois de Kirchhoff, on obtient les équations suivantes :

$$i_1 + i_2 + i_g = 0 \qquad (1)$$

$$i_4 + i_5 - i_g = 0 \qquad (2)$$

$$i_1 r_1 + i_2(r_2 + r_3) = e_1 \qquad (3)$$

$$i_1 r_1 - i_g(r_4 + r_g) - i_4 \frac{R}{p} = 0 \qquad (4)$$

$$i_5 R \frac{p-1}{p} + i_4 \frac{R}{p} = E \qquad (5)$$

d'où l'on tire :

$$i_g = \frac{e_1\left(\dfrac{r_1}{r_1 + r_2 + r_3}\right) - \dfrac{E}{p}}{r_4 + r_g + \dfrac{r_1(r_2 + r_3)}{r_1 + (r_2 + r_3)} + R\dfrac{p-1}{p}}. \qquad (6)$$

Le premier terme du numérateur de cette expression est la chute de tension dans la portion r_1 du fil potentiométrique quand le circuit du galvanomètre est ouvert : il est numériquement égal à l'indication du potentiomètre. Le second terme du numérateur est la chute de tension dans la portion R/p quand le circuit du galvanomètre est ouvert. Le dénominateur est la résistance totale dans le circuit du galvanomètre, le troisième terme représentant la résistance résultante de la portion r_1 du fil de potentiomètre shuntée par le reste du circuit de la batterie, et le quatrième terme la résistance de la portion R/p en parallèle avec le reste de la résistance. L'équation (6) montre que le courant dans le galvanomètre est égal à la portion de la f. é. m. non compensée divisée par la résistance totale du circuit du galvanomètre.

$$i_g = \Delta e / \Sigma r \qquad (7)$$

Soit s le premier terme du numérateur de l'équation (6), terme qui représente la lecture :

on a : $$i_g = \frac{ps - E}{p\Sigma r}. \qquad (8)$$

On voit que, si Σr est constant, le courant dans le galvanomètre est directement proportionnel à $(ps - E)$. Si Σr peut être maintenu constant pour toutes les lectures, il est seulement nécessaire de calibrer l'échelle du galvanomètre convenablement pour qu'elle indique directement la partie non compensée de la f. é. m. mesurée. En se reportant à la figure 1 et à l'équation (6), on voit que la résistance r_4 doit avoir, pour différentes positions du curseur S, des valeurs telles que la somme de r_4 et de $[r_1(r_2 + r_3)]/[r_1 + (r_2 + r_3)]$ soit constante. Cette dernière expression a une valeur maxima pour un point quelconque entre A et B, et des valeurs minima en A et B, de sorte que r_4 doit varier d'une façon correspondante.

Une difficulté se présente dans l'emploi de ce dispositif, difficulté due au fait que la valeur de e_1 dépend des conditions de l'accumulateur, et que la résistance r_3 doit être réglée quand e_1 varie. On peut surmonter cette difficulté en employant le dispositif que représente schématiquement la figure 2. Avec ce dispositif, la lecture

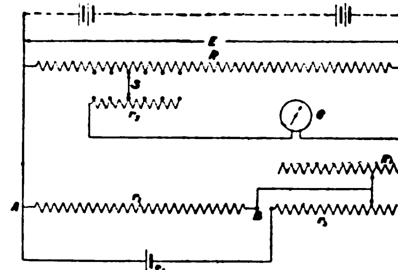


Fig. 2.

est faite sur la boîte de résistances et non sur le fil de potentiomètre. Le rhéostat r_3 donne lieu à

une chute de potentiel constante qui est compensée autant que possible par un déplacement du curseur S. La résistance variable r_4 est établie de façon que sa valeur, augmentée de la résistance résultante du courant du potentiomètre, soit constante. La fraction $1/p$ étant variable, la résistance dans le circuit du galvanomètre doit varier avec elle, comme le montre l'équation (8). Soit e le terme $e_1 r_1/(r_1+r_3)$ qui, avec ce dispositif, est constant. On a :

$$i_g = \frac{1}{p} \cdot \frac{pe - E}{\Sigma r}. \qquad (9)$$

Pour une différence de un volt entre pe et la f. é. m. E mesurée, le galvanomètre donne une déviation de m divisions. Soit I le courant correspondant à une déviation de une division ; le courant qui passe est mI quand $pe - E = 1$. On a donc :

$$mI = \frac{1}{p} \frac{1}{\Sigma r} \qquad (10)$$

$$\Sigma r = \frac{1}{pmI} \qquad (11)$$

L'équation (10) montre que la résistance de compensation r_5 dans le circuit du galvanomètre, qui est réglée par le mouvement du curseur S, doit varier de façon à ce que le produit $p\Sigma r$ reste constant.

Le galvanomètre employé dans cet appareil doit être du type à aiguille, avec un bon zéro, une courte période et une échelle calibrée. Au laboratoire, on peut employer un galvanomètre à miroir à courte période. Un potentiomètre à déviation, construit récemment d'après ces principes au Bureau américain des Étalons a donné d'excellents résultats : il est établi pour des mesures comprises entre 95 et 125 volts.

R. R.

Mesure absolue des capacités. — **E.-B. Rosa et F.-W. Grover.** — *Zeitschrift für Instrumentenkunde*, janvier 1906.

Les auteurs ont employé la méthode de Maxwell en se servant d'un commutateur spécial pour charger et décharger le condensateur. Pour maintenir constante la vitesse du moteur d'entraînement, on observait la déviation du galvanomètre et l'on notait, au moyen d'un chronographe, le nombre de tours du commutateur et les battements d'un chronomètre. La variation moyenne de vitesse était d'environ 1/25 000 et les erreurs dues à cette variation étaient inférieures à 1/50 000. Les mesures, poursuivies pendant 5 mois sur des condensateurs de 0,5, 0,2, 0,2 et 0,1 mfd, ont présenté des variations différant de la déviation moyenne de 0,056, 0,135, 0,135 et 0,33 millièmes. Les mesures faites sur trois condensateurs à air ont donné des résultats très satisfaisants.

E. B.

Sur la capacité des condensateurs étalons en mica. — **Zeleny.** — *Physical Review*, février 1906.

L'auteur, dans une série de mesures faites sur un même condensateur à des époques différentes avec des galvanomètres différents, a trouvé des résultats non concordants qui semblent indiquer que les condensateurs en mica ne doivent pas être employés pour des mesures de haute précision. Les fabricants des meilleurs condensateurs garantissent seulement une exactitude de 0,25 pour 100, et cette exactitude n'est même pas réalisée en pratique.

La raison des différences constatées est que, avec la méthode de mesure généralement employée, la valeur de la capacité dépend de la période du galvanomètre. Le condensateur est chargé ou déchargé à travers le galvanomètre et reste en circuit avec lui pendant la période de la première déviation. La décharge produit un courant qui passe à travers la bobine du galvanomètre pendant toute la période de la déviation. Plus est longue cette période, plus est grande la quantité de la charge absorbée dont dépend la déviation, et plus est grande la valeur trouvée pour la capacité du condensateur.

L'auteur a établi une clé triple spéciale qui, dans une position, ferme le circuit du condensateur à travers le galvanomètre et l'ouvre immédiatement après. Il mesure ainsi une capacité qui représente une quantité tout à fait constante et que l'on peut déterminer avec une erreur maxima de 0,01 pour 100. Il propose de définir de cette manière toutes les capacités.

R. R.

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome XLVII. Samedi 19 Mai 1906. 13e Année. — N° 20.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

M. Poincaré, en ouvrant la séance du 23 avril 1906 à l'Académie des Sciences, a annoncé à l'Assemblée la perte douloureuse qu'elle venait de faire dans la personne de M. Curie, membre de la section de physique, et s'est exprimé en ces termes :

Vous savez tous quel épouvantable accident vient de nous enlever un de nos confrères les plus illustres et les plus estimés. Un des plus jeunes aussi, un de ceux sur qui les Français, jaloux de la gloire de leur pays, pouvaient légitimement fonder de longs et vastes espoirs. Hélas ! toutes ces espérances, toutes ces vérités futures toutes prêtes à s'éveiller, tant de pensée profonde et féconde, un hasard brutal a anéanti tout cela d'un seul coup.

M. Curie apportait dans l'étude des phénomènes physiques je ne sais quel sens très fin qui, lui faisant deviner des analogies insoupçonnées, lui permettait de s'orienter à travers un dédale de complexes apparences où d'autres se seraient égarés. Ces qualités apparurent dès ses premiers travaux. Il étudia d'abord les phénomènes piézo-électriques dans le quartz, et c'est par là sans doute que son attention fut attirée sur la nature de la symétrie cristalline : il avait sur le développement des formes des cristaux des vues originales et profondes. Il s'occupa avec le même succès du magnétisme et du diamagnétisme et des causes qui peuvent les faire varier.

Ces premières recherches lui avaient valu l'admiration de quelques physiciens compétents, mais, comme il aimait l'ombre, son nom restait ignoré du public. Ce fut une découverte étonnante qui le fit connaître et du jour au lendemain le rendit célèbre. Le radium, ce corps si rare dont on a eu grand'peine à réunir quelques grammes, mais qui contient sous un si faible poids une quantité invraisemblable d'énergie, semblait démentir tout ce que nous croyions savoir de la matière. Bien des personnes se demandaient, et peut-être se demandent

encore, si ce métal nouveau n'était pas une source de mouvement perpétuel, ou le premier exemple de cette transmutation des éléments rêvée par les alchimistes.

Ces résultats qui éblouissaient le public doivent paraître plus précieux encore à ceux qui savent de quelle longue patience et de quelle admirable sagacité ils ont été achetés. De hautes récompenses, bien méritées, redoublèrent cette popularité. Cet homme si modeste fut à la mode malgré lui. La renommée, qui d'ordinaire ne va guère au-devant de ceux qui ne la cherchent pas, alla le trouver dans l'obscurité où il la fuyait. Cette notoriété bruyante n'aurait été à ses yeux qu'un accident importun, ennemi de son travail et de son repos, s'il n'avait senti que toute cette gloire rejaillissait sur la France.

Vous savez quel était l'agrément et la sûreté de son commerce ; vous savez quel charme délicat s'exhalait pour ainsi dire de sa douce modestie, de sa naïve droiture, de la finesse de son esprit. On n'aurait pas cru que cette douceur cachât une âme intransigeante. Il ne transigeait pas avec les principes généreux dans lesquels il avait été élevé, avec l'idéal moral qu'il avait conçu, cet idéal de sincérité absolue, trop haut peut-être pour le monde où nous vivons.

Dans le deuil où nous sommes tous plongés, notre pensée va à cette femme admirable qui ne fut pas seulement pour lui une compagne dévouée, mais une précieuse collaboratrice. Cette collaboration, où les qualités naturelles de l'homme et de la femme se trouvèrent si heureusement associées, fut sans doute un échange d'idées, mais elle fut aussi un échange d'énergie, sûr remède contre ces découragements passagers auxquels tout chercheur est exposé. C'est pourquoi notre reconnaissance doit aller à Mme Curie en même temps que notre sympathie.

PROCÉDÉ DE COMPOUNDAGE DES STATIONS ÉLECTRIQUES A COURANT CONTINU

Le résultat qu'il s'agit d'obtenir consiste à maintenir constante la différence de potentiel aux barres du tableau, quelles que soient les variations du débit sur le réseau.

Ce résultat peut être obtenu par l'emploi de génératrices compound ; mais le couplage en parallèle de ces génératrices exige, comme l'on sait, des précautions particulières, qui ne peuvent pas être prises lorsque les machines à coupler sont assez éloignées l'une de l'autre : par exemple, lorsqu'il s'agit de coupler en parallèle, sur un même réseau, deux stations génératrices distantes de quelques centaines de mètres ou davantage. Il faut d'ailleurs que les résistances électriques des enroulements série d'excitation des diverses génératrices couplées en parallèle soient soigneusement réglées. De plus, l'action du câble compensateur a pour effet de limiter le compoundage des génératrices les plus chargées, c'est-à-dire d'empêcher leurs champs de s'accroître autant qu'ils le feraient si chacune de ces machines débitait seule le même courant. Cette circonstance est défavorable pour la commutation de ces machines, qui doivent alors fonctionner dans des conditions différentes de celles pour lesquelles leurs compoundages ont été étudiés et établis.

Si les variations de débit sur le réseau sont rares et lentes, le conducteur des machines peut remédier à l'inconvénient précédent en agissant sur les rhéostats d'excitation, ou sur les moteurs à vapeur ou hydrauliques, pour répartir les charges. Mais, dans les installations

où les variations de charge sont fréquentes et brusques, comme, par exemple, dans les réseaux de traction, l'inconvénient ne peut être évité.

On peut encore maintenir constant le voltage de la station, en employant une batterie d'accumulateurs en tampon. Mais, outre que ce moyen ne permet de maintenir le voltage parfaitement constant qu'avec l'adjonction de certaines dispositions (éléments de réduction, survolteur de batterie), il est très onéreux, aussi bien de première installation que d'entretien, et doit être rejeté quand il n'y a pas d'autres raisons d'adopter l'emploi des accumulateurs.

On peut encore parvenir au même résultat en employant des survolteurs intercalés entre les génératrices principales et le réseau, à chaque station. Mais ces survolteurs, traversés par le courant total de la station, sont des machines puissantes et coûteuses, ainsi que les moteurs qui les actionnent.

On propose, ici, d'employer de petits *survolteurs d'excitation* dont le principe serait le suivant :

Les inducteurs de la dynamo génératrice G (fig. 1), à excitation shunt, ne seraient pas

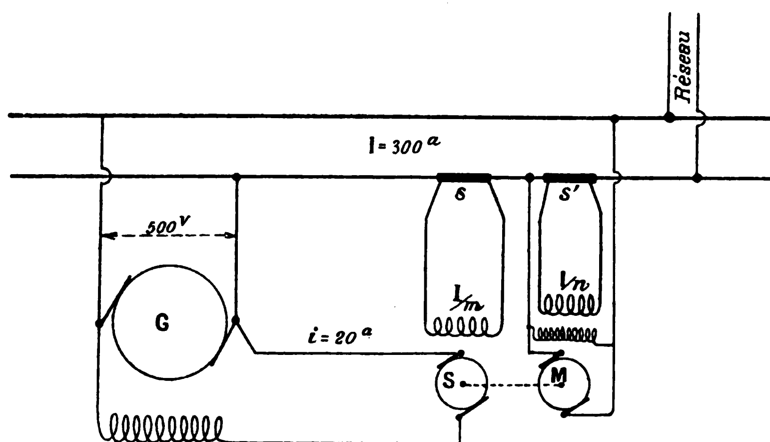


Fig. 1.

trop saturés de façon que l'augmentation du courant d'excitation puisse y produire une augmentation notable du flux inducteur. Le circuit d'excitation lui-même serait en fil assez gros pour pouvoir supporter une importante augmentation du courant d'excitation.

On intercalerait, sur le circuit d'excitation de la génératrice G, un petit survolteur S, dont le propre circuit d'excitation serait parcouru par une dérivation I/m du courant principal I, prise aux bornes d'un shunt *s*. De cette façon, le voltage aux bornes des inducteurs de G et l'excitation elle-même de cette machine seraient relevés à mesure que le débit I augmenterait et, par suite aussi, le voltage aux bornes de G.

Cependant, ce procédé de compoundage ne donnerait pas un voltage constant aux bornes de G pour deux raisons :

1° Le survoltage fourni par S n'est pas tout à fait proportionnel à l'excitation I/m, en raison des phénomènes de saturation et de réaction d'induit dans S ;

2° Même si le voltage aux bornes des inducteurs de G était accru, par S, proportionnellement au débit I, le voltage aux balais de G ne serait pas relevé en proportion convenable pour compenser la réaction d'induit totale de G, à chaque charge, puisque cette réaction

d'induit croît plus vite que le débit. En définitive, si le compoundage était exactement obtenu, par exemple, pour la pleine charge, la machine serait hypercompoundée aux charges plus faibles.

Nous allons voir comment on peut perfectionner le procédé précédent.

Ajoutons sur les inducteurs du moteur M de S un enroulement gros fil parcouru par une dérivation I/n du courant principal, prise aux bornes d'un shunt s'. Si le sens de ce courant est tel que son action soit différentielle, c'est-à-dire tel que cette action diminue le champ inducteur de M d'autant plus que le débit I s'accroît, la vitesse de rotation de M et de S et, par suite, le survoltage produit par S, s'accroîtront en même temps que le débit I, et cette action s'ajoutera à celle produite par le dispositif précédemment décrit.

Mais le deuxième dispositif possède le même défaut que le premier : le survoltage qui en résulte produit un compoundage plus prononcé pour les charges moyennes que pour la pleine charge. Cela tient à ce que :

1° la vitesse d'une réceptrice ne s'accroît pas proportionnellement à la diminution des ampère-tours d'excitation ;

2° le survoltage produit par S ne s'accroît pas proportionnellement à l'accroissement de vitesse.

Mais combinons les deux moyens en employant le premier d'une façon exagérée (hypercompoundage bien accusé) et compensons le par le second moyen, en faisant passer le courant I/n dans l'enroulement gros fil des inducteurs de M, dans un sens tel que son action soit additionnelle, c'est-à-dire tel que cette action augmente le champ inducteur de M d'autant plus que le débit I s'accroît. Alors la vitesse de M et de S diminuera en proportion du débit I, et il en résultera un certain dévoltage aux bornes de S et, par suite, aux bornes des inducteurs de G.

Si on combine convenablement les shunts s et s' et les nombres de spires des enroulements inducteurs gros fil de S et de M, on peut obtenir un compoundage presque rigoureusement exact à toute charge.

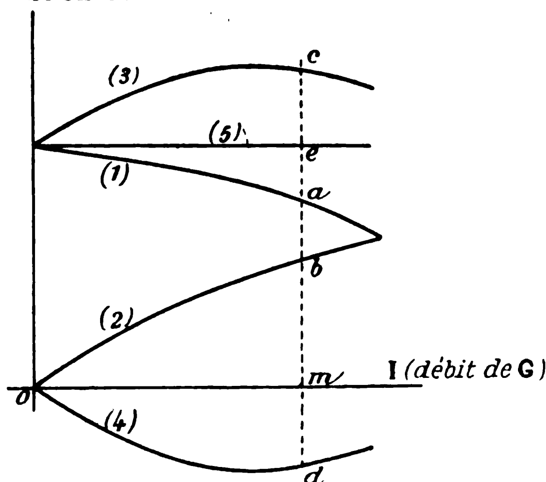


Fig. 2.

La figure 2 fait ressortir schématiquement les considérations qui précèdent. Dans cette figure les diverses courbes représentent respectivement :

(1) le voltage aux balais de G, quand il n'y a aucun compoundage ;

(2) le survoltage produit aux balais de G, quand S tourne à vitesse constante ;

(3) le voltage aux balais de G quand S tourne à vitesse constante ;

(4) le dévoltage produit aux balais de G, par le ralentissement de M et de S, le champ inducteur de S étant le plus constant ;

(5) le voltage aux balais de G, lorsqu'on emploie les deux moyens indiqués plus haut, le second compensant partiellement le premier.

On a
$$me = ma + mb - md.$$

La courbe (4) est concave vers le haut, tandis que les courbes (1), (2) et (3) sont concaves vers le bas. On conçoit que, dans ces conditions, la courbe (5) puisse être presque rigou-

reusement une droite parallèle à l'axe des abcisses. Il faut pour cela que, quel que soit le débit I, c'est-à-dire pour toute valeur de *om,* on ait :

$$ma + mb - md = \text{constante.}$$

Dans le cas d'une station comprenant plusieurs génératrices principales identiques, par exemple, G_1, G_2, G_3 ... (fig. 3), on peut employer un seul survolteur compoundeur d'excitation pour toute la station. Il suffit de se réserver un moyen de réduire à la moitié, au tiers,

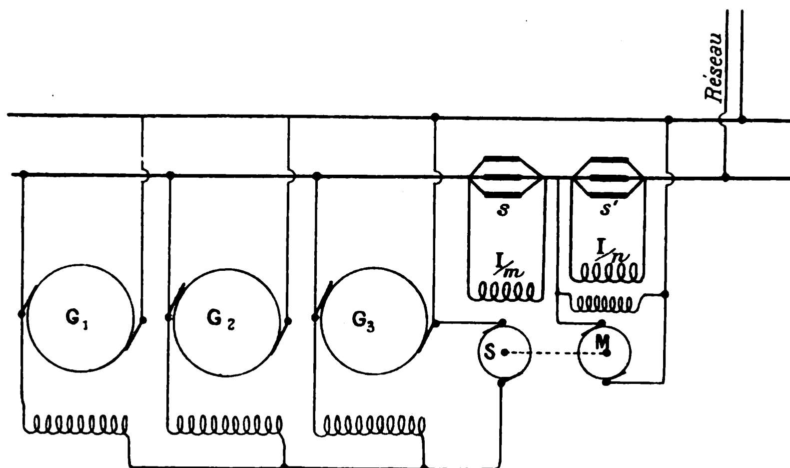


Fig. 3.

etc... de sa valeur, la dérivation I/m du courant principal, qui passe dans les inducteurs de S, chaque fois que l'on couple en parallèle 2, 3, ... génératrices G. Et de même pour la dérivation I/n qui passe dans les inducteurs de M.

Pour cela on pourrait, par exemple, disposer d'autant de shunts *s*, et d'autant de shunts *s'* qu'il y a de génératrices principales.

Ces shunts *s* ou *s'* pourraient être accouplés en quantité, dans chaque groupe, et on en mettrait 1, 2, 3, ... en service selon qu'il y aurait 1, 2, 3, ... génératrices G accouplées en parallèle.

Si les génératrices G ne sont pas toutes identiques, la même disposition est applicable en réglant convenablement les valeurs des résistances des divers shunts *s* et *s'*.

On pourrait encore ajouter un rhéostat de champ au survolteur S ou à son moteur M (fil fin), qui permettrait de régler à la main le voltage de la station, indépendamment de l'action des rhéostats de champ individuels des génératrices G.

Avantages du procédé :

1° Les génératrices G conservent les propriétés des dynamos shunt et, en particulier, le couplage en parallèle est extrêmement facile, sans précautions spéciales, ni fil compensateur ;

2° Le survolteur d'excitation est une toute petite machine. Par exemple, si la génératrice G débite 600 ampères sous 500 volts (300 kilowatts), on peut admettre que le courant d'excitation sera au plus de 20 ampères et le survoltage nécessaire pour assurer le compoundage au plus de 100 volts.

Il suffira donc d'un survolteur S de 2 kilowatts et d'un moteur M de 2 kilowatts, alors que, si l'on eût employé un survolteur sur le circuit principal, il eût fallu une machine de 50 ou 60 kilowatts et un moteur de même puissance.

Dans le cas d'un seul survolteur pour trois génératrices de 300 kilowatts, comme ci-dessus, il faudra un survolteur de 6 kilowatts mû par un moteur de 6 kilowatts ;

3° Le procédé permet de compounder séparément deux stations très éloignées débitant sur le même réseau ;

4° Ce système de compoundage peut être appliqué sans difficulté et à peu de frais, *à des stations existantes* munies de génératrices shunt, pourvu que les inducteurs de ces génératrices ne soient pas trop saturés et que le fil du circuit d'excitation soit d'un diamètre suffisant ;

5° Dans le couplage en parallèle, le procédé de compoundage précédent ne présente pas l'inconvénient d'affaiblir le champ des génératrices les plus chargées, comme cela a lieu avec des génératrices compound ordinaires, couplées à l'aide d'un gros fil compensateur, ainsi que nous l'avons rappelé au début : au contraire il accroît ce champ.

A. Nouguier.

INSTALLATION ÉLECTRIQUE

POUR L'EXPLOITATION DES MINES DE LA SOCIÉTÉ DES ÉTAINS KINTA A LAHAT (PERAK).

(États fédérés malais.)

Historique. — La Société des étains de Kinta exploite, depuis 1886, des terrains d'alluvions à Lahat ; un filon fut découvert dans ces mêmes terrains au mois de juin 1903 et des travaux d'ouverture furent exécutés aussitôt. Le puits en fonçage traverse du calcaire métamorphisé et minéralisé sur une certaine épaisseur au contact du gisement ; le gîte de cassitérite exploité présente une apparence nettement filonienne, et la roche qui le compose contient une certaine proportion d'oxydes et de sulfures de fer.

L'exploitation proprement dite fut entreprise dans les premiers mois de 1904 à l'aide d'installations provisoires, avec des locomobiles, des pulsomètres et des pompes à piston pour l'épuisement du puits en fonçage. Le développement pris par le gîte stannifère et les difficultés d'épuisement exigèrent bientôt l'emploi de moyens d'exploitation plus puissants, et la Société des étains de Kinta donna à la Société française Oerlikon, au mois de juillet 1904, la commande du matériel d'une installation électrique complète pour la mine de Lahat (fig. 1).

La plus grande partie de ce matériel fut expédiée de Suisse et de France au mois de décembre 1904 et arriva à Lahat dans les premiers jours de février 1905 ; les bâtiments et fondations étaient prêts et le montage sur place commença aussitôt, exécuté par le personnel des ateliers de construction Oerlikon et les chefs de mine de la Société de Kinta avec l'aide de main-d'œuvre indigène (coolies chinois et tamuls).

Les principaux organes de l'installation électrique de Lahat, station centrale, broyage, laverie, éclairage furent mis en *marche régulière six semaines après le commencement du montage*.

Station centrale.

Appareils producteurs de gaz pauvre. — Le gaz pauvre pour l'alimentation des moteurs est obtenu à l'aide de trois gazogènes du système Letombe. Ces appareils étaient prévus pour fonctionnement au coke, mais, par suite de la difficulté d'approvisionnement et du prix élevé de ce combustible dans les États Malais, le charbon de bois a été préféré et adopté définitivement pour la production du gaz pauvre.

Les gazogènes Letombe sont étudiés de manière à supprimer en partie les inconvénients que possèdent la plupart des appareils similaires. Le vent soufflé par le ventilateur reçoit l'eau nécessaire à son humidification par un ajutage spécial qui fait obtenir un véritable brouillard par pulvérisation de l'eau dans l'air injecté. Lorsque la bonne proportion est obtenue, un dispositif permet l'échappement de l'air chargé d'humidité.

Les gazogènes se composent d'une cuve cylindrique avec foyer rectangulaire dont la base est incurvée pour rejeter le combustible vers la porte. La grille est verticale et les arrivées d'air sont calculées pour avoir la combustion plus active dans le bas de l'appareil.

Chaque gazogène est muni d'un barillet réfrigérant à circulation d'eau, mais il n'existe qu'un seul épurateur mécanique et un seul épurateur chimique pour l'ensemble des deux gazogènes.

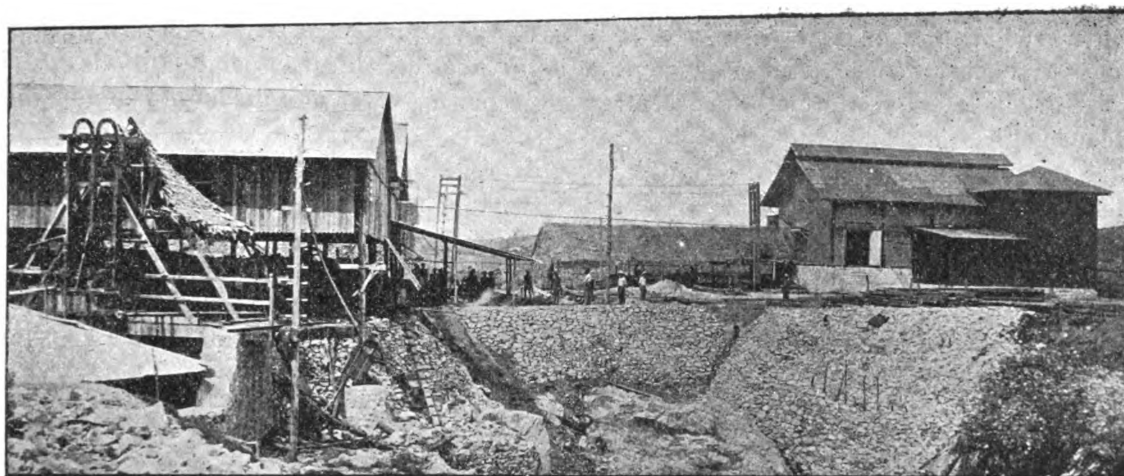


Fig. 1. — Recette du puits, halle de broyage et station centrale.

Les tuyauteries de gaz pauvre sont pourvues de vannes permettant d'envoyer à l'épuration et au gazomètre le gaz de l'un ou l'autre des appareils producteurs, séparément ou simultanément.

L'épuration mécanique est opérée par une simple pompe centrifuge envoyant une pluie d'eau dans la conduite générale de gaz. Cette pompe centrifuge est commandée par un moteur à courants triphasés avec rotor en court-circuit, d'une puissance de 2 chevaux, dont la ligne d'alimentation est branchée directement sur les barres omnibus au tableau de distribution.

L'épurateur chimique est une colonne à coke, garnie de morceaux suffisamment gros et résistants, maintenus à l'état humide par une pluie d'eau arrivant par un siphon monté à la partie supérieure de la colonne.

Chaque gazogène est soufflé par un ventilateur indépendant commandé par le moteur à gaz lui-même. A cet effet, l'arbre de chaque moteur à gaz porte en bout extérieur au troisième palier une poulie fixe, et une poulie folle qui peut être mise en mouvement au moyen d'une manivelle. Les ventilateurs sontainsi commandés à la main pour l'allumage des gazogènes et pour obtenir une production de gaz avant la mise en marche des moteurs. Dès que le moteur tourne, on amène la courroie du ventilateur sur la poulie fixe entraînée par le moteur.

La canalisation de vent est disposée de manière qu'un ventilateur peut souffler dans l'un

quelconque des gazogènes, de façon qu'un gazogène puisse alimenter en gaz pauvre l'un quelconque des moteurs.

Chaque gazogène porte une cheminée d'allumage commandée par une vanne, permettant l'évacuation à l'air libre des premiers gaz produits, trop pauvres pour l'utilisation aux moteurs.

Chaque appareil refroidisseur porte un robinet témoin permettant de juger à chaque instant de la qualité du gaz produit.

Le réglage de la soufflerie, et par suite de la production du gaz, est obtenu au moyen d'un dispositif très pratique et très simple. La distribution du vent aux deux tuyères de chaque gazogène se fait par l'intermédiaire d'une cloche ordinairement fermée, mais possédant un couvercle mobile ; ce couvercle peut être soulevé ou abaissé au moyen d'une transmission à câble et contrepoids très simple reliée à la partie supérieure du gazomètre. Quand le gazomètre est plein, le couvercle mobile est soulevé et le vent de la soufflerie s'échappe à l'air libre sans passer par les tuyères et le gazogène ; quand le gazogène se vide, le couvercle mobile est abaissé et la soufflerie fonctionne pour accélérer la production du gaz.

L'action de la soufflerie peut encore être réglée par un volet mobile monté dans la boîte collectrice de prise d'air des tuyères.

Une canalisation d'eau sous pression, indépendante, alimente les divers siphons des gazogènes et des appareils d'épuration ainsi que la cuve du gazomètre ; chacune de ces différentes prises d'eau est réglable au moyen d'un robinet.

Le gazomètre, possédant une capacité de 18 mètres cubes, peut fournir le gaz nécessaire à la marche de l'un des moteurs pendant une durée de 10 minutes environ.

Tous les appareils décrits ci-dessus, y compris le gazomètre, sont montés dans un petit bâtiment annexé à la salle des machines.

Moteurs a gaz.

L'installation comprend deux moteurs à gaz du système Letombe, d'une puissance normale de 35 chevaux chacun (fig. 2).

Les moteurs Letombe sont construits de manière à ce que leur diagramme, par rapport à celui du moteur à quatre temps primitif, se renfle par le bas aux fortes charges.

Après de nombreuses années d'études ininterrompues et d'essais sur des machines construites spécialement à cet effet, M. Letombe a découvert un nouveau procédé de réglage qui consiste à opérer une surcompression de la charge lorsque le travail résistant diminue, c'est-à-dire lorsque la surface du diagramme doit diminuer.

Ce procédé donne la solution d'un problème depuis longtemps posé et qui est le suivant :

« Réduire la surface du diagramme lorsque le travail résistant diminue sans altérer sensiblement le rendement thermique. »

Pour arriver à ce résultat, le cycle du moteur Letombe se modifie comme suit :

Quand il y a lieu de réduire la surface du diagramme, l'admission du mélange tonnant se fait d'abord, puis il y a alors surcompression de la charge ; mais, en même temps, l'énergie en gaz combustible de cette charge a été diminuée de façon que la pression d'explosion reste en dessous de la valeur admise comme maximum.

Dans ces conditions, le calcul montre que, au fur et à mesure que la surface du diagramme diminue, c'est-à-dire à mesure que la puissance de la machine baisse, le rendement thermique va en augmentant.

Les constructeurs attribuent souvent à des mélanges mal faits la difficulté de régler par appauvrissement des charges et ils s'efforcent en vain de perfectionner les mélangeurs.

C'est une erreur, car le meilleur moyen de faire brûler un mélange appauvri, c'est d'augmenter tout simplement sa compression.

De même, pour éviter des explosions brisantes quand un mélange s'enrichit, il faut faire l'inverse, c'est-à-dire diminuer la compression.

Ce résultat s'obtient de la manière suivante dans le moteur Letombe. Les soupapes d'air et de gaz sont séparées, mais règlent automatiquement la compression. La soupape à gaz, au lieu de se trouver au-dessus de la soupape d'air, est au contraire placée entre la soupape d'admission proprement dite et l'organe d'admission d'air. Il s'ensuit que, si en même temps que la longueur d'admission d'air varie, la section de passage varie aussi plus ou moins, il règnera dans le conduit allant au cylindre une dépression plus ou moins forte qui déterminera un appel du gaz automatiquement variable.

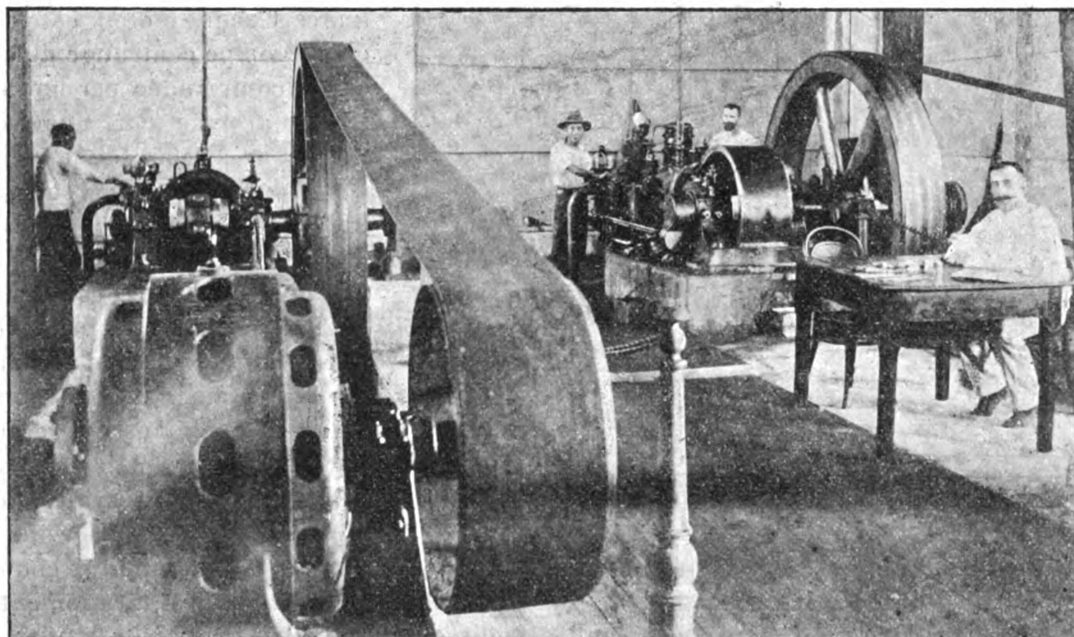


Fig. 2. — Station centrale : Machines.

Le réglage de la distribution n'agit dans le système Letombe que sur des organes simples ne présentant aucune résistance appréciable et complètement à l'abri de la chaleur. Ils sont, par conséquent, dans les meilleures conditions pour fonctionner sans détérioration.

Loin d'être une complication, ces organes facilitent de beaucoup l'entretien de la machine. Tous les axes importants sont trempés et rectifiés.

Toutes les pièces sont accessibles, bien en vue et facilement démontables ; aucun organe n'est caché.

L'allumage des moteurs est fait électriquement.

Mise en marche automatique des moteurs à gaz. — On a appliqué, pour la mise en marche automatique des moteurs à gaz, un dispositif très ingénieux et très simple au moyen d'air comprimé par les moteurs eux-mêmes dans un réservoir indépendant. A cet effet, la boîte d'échappement de chaque moteur à gaz porte une valve spéciale permettant de mettre l'échappement en communication soit avec la cheminée soit avec le réservoir spécial précité. Pour

mettre le réservoir en pression d'air il suffit, le moteur tournant à vide et à une bonne vitesse, de fermer l'arrivée du gaz et la communication de l'échappement à la cheminée et de faire communiquer l'échappement avec le réservoir à remplir. Grâce à la force vive du moteur, l'air aspiré peut être comprimé jusqu'à 7 et même 8 kilogrammes avant l'arrêt complet du moteur. Pour mettre en route, il suffit, après avoir mis le piston dans la position de démarrage par une manœuvre à bras du volant, d'ouvrir l'arrivée d'air comprimé derrière le piston et en même temps l'arrivée du gaz dans le cylindre. La réserve d'air comprimé à 7 ou 8 kilogrammes dans le réservoir suffit pour permettre plusieurs démarrages.

Refroidissement des moteurs à gaz. — Ce refroidissement est obtenu au moyen d'une circulation continue d'eau dans les chemises ménagées à cet effet dans les parois et les fonds de cylindre. Chaque moteur est pourvu d'une pompe centrifuge de circulation commandée par une courroie entraînée par une poulie calée sur l'arbre du moteur, à côté des poulies du ventilateur. Les réserves d'eau pour cette circulation sont contenues dans trois bassins en tôle, désignés par A, B, C, sur le croquis de la figure 3. Les pompes de circulation aspirent l'eau dans le réservoir A et la refoulent dans le réservoir B en passant par les chemises des cylindres. Le réservoir B communiquant avec le réservoir C de beaucoup plus grandes dimensions, l'équilibre de température s'établit entre ces deux réservoirs; l'équilibre des niveaux s'établit aussi grâce à un tuyau de communication entre C et A. Les réservoirs A et C seuls reçoivent les eaux de pluie collectées sur le toit des bâtiments de la station centrale et le réservoir B, qui reçoit l'eau chaude venant des moteurs, possède seul une ouverture de trop plein.

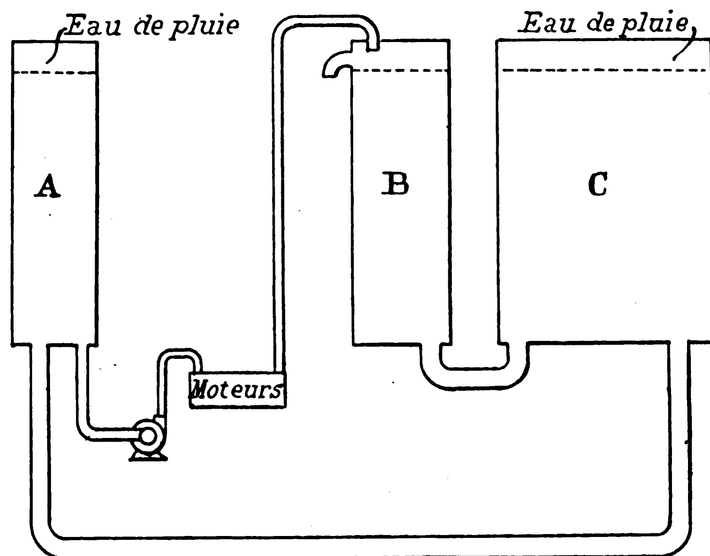


Fig. 3. — Schéma de circulation d'eau pour le refroidissement des moteurs.

Il est à noter que, par suite de la température extérieure très élevée de la région, ce refroidissement a dû être étudié d'une façon très spéciale.

Les températures moyennes de l'année se résument, en effet, de la façon suivante :

Température minima des nuits : 24° ;

Température moyenne de la journée à l'ombre : 29° ;

Température moyenne de la journée au soleil : 48°.

Les réservoirs A, B, C, situés à l'extérieur des bâtiments sont exposés au soleil pendant la majeure partie de la journée.

Leurs capacités sont, pour A et B, de 12 mètres cubes chacun ; le réservoir C a une capacité de 60 mètres cubes environ.

Pour compenser les pertes d'eau par évaporation dans les réservoirs et obtenir le renouvellement de l'eau de circulation, on collecte les eaux de pluie sur les toits de la station centrale, sur une superficie de 150 mètres carrés environ. La moyenne des pluies étant évaluée à 6 mètres environ, on peut compter sur un réapprovisionnement annuel de 900 mètres

cubes environ, c'est-à-dire plus de dix fois la quantité d'eau constamment en circulation dans les réservoirs.

L'expérience d'une année de marche démontre que les installations précédemment décrites assurent parfaitement le refroidissement des moteurs.

Appareils auxiliaires. — Les appareils auxiliaires des moteurs à gaz sont disposés dans le sous-sol de la salle des machines dans les espaces laissés libres entre les blocs de fondation des moteurs à gaz et des générateurs électriques.

Les fondations reposent sur la roche même et ont une épaisseur atteignant $3^m,50$ de maçonnerie.

Dans la partie correspondant aux moteurs à gaz, on a disposé dans le large corridor en sous-sol les tuyaux distributeurs du gaz d'alimentation, les ventilateurs de la soufflerie des gazogènes, les pompes centrifuges de circulation et leurs tuyauteries.

Les collecteurs d'admission et d'échappement sont aussi montés dans ce sous-sol, en dessous et de chaque côté du moteur à gaz correspondant.

Au milieu de cette chambre en sous-sol se trouve le réservoir d'air comprimé pour la mise en marche des moteurs à gaz, dont la valve d'ouverture et le manomètre indicateur de pression sont placés au-dessus du plancher dans la station centrale.

L'espace du sous-sol correspondant à la partie médiane du bâtiment forme un magasin pour l'appareillage électrique de réserve.

Les galeries en dessous des générateurs électriques et du tableau de distribution, hautes et spacieuses, contiennent tous les conducteurs d'amenée du courant des générateurs au tableau ; ils sont formés par des câbles isolés posés sur isolateurs fixés sur les parois latérales des galeries. Tous ces conducteurs entrent au tableau de distribution par des ouvertures ménagées dans le plancher.

Les galeries et salles en sous-sol précitées sont éclairées par des lampes à incandescence.

Générateurs électriques.

Les deux générateurs électriques, commandés chacun par une courroie passant sur le volant du moteur à gaz correspondant, sont à courants triphasés du type 6500.8. des ateliers d'Oerlikon avec excitatrices calées en bouts d'arbres. Chaque générateur (fig. 4) est capable d'absorber une puissance normale de 35 chevaux à la vitesse de 750 tours par minute et produit une différence de potentiel de 210 volts à la fréquence de 50 périodes par seconde.

Tableau de distribution.

Le tableau de distribution est construit d'après le modèle normal des ateliers d'Oerlikon pour les tensions jusqu'à 2000 volts. C'est une construction indépendante en fers profilés, s'adossant au mur du bâtiment, garnie sur les côtés par des revêtements en tôle perforée et portant une façade en marbre blanc. On y distingue 3 panneaux portant les divers appareils et les instruments de mesure (fig. 5).

Le panneau du milieu est consacré au service des générateurs, il porte les ampèremètres de courant principal et de courant d'excitation, les interrupteurs principaux, et en son milieu le voltmètre avec commutateur à 2 directions ainsi que les lampes indicatrices pour le couplage des générateurs. A la partie inférieure du panneau de marbre sont fixés les rhéostats de réglage pour l'excitation des générateurs. Le panneau de droite porte un ampèremètre et un interrupteur pour chacune des lignes d'éclairage et des petits moteurs. Le panneau de

gauche est garni d'instruments analogues pour la ligne du treuil et la ligne de la pompe, avec le volant de manœuvre du démarreur de la pompe (autotransformateur) monté immé-

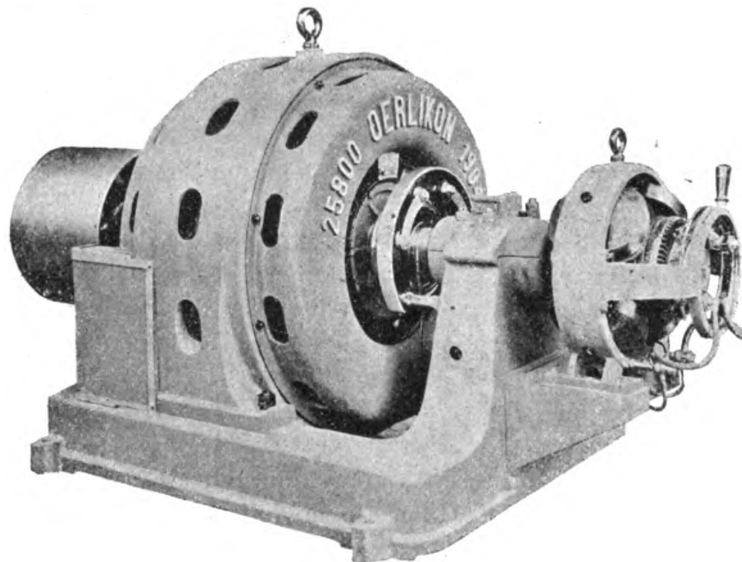


Fig. 4. — Alternateur triphasé.

diatement en dessous de l'interrupteur correspondant. On accède à la chambre postérieure au tableau par une porte latérale. L'ossature de cette chambre est utilisée pour supporter,

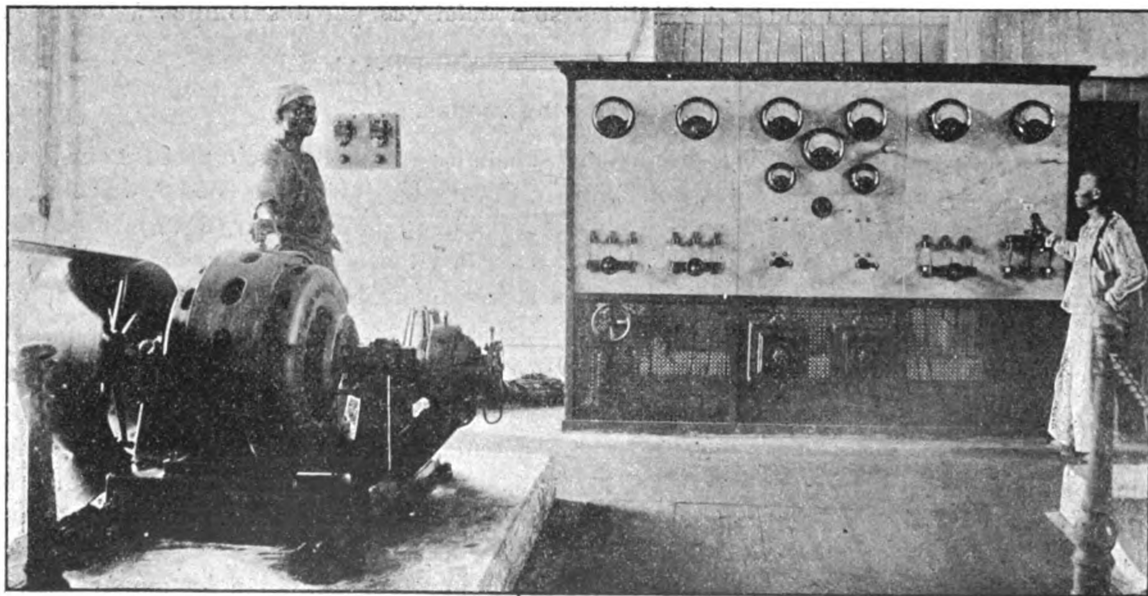


Fig. 5. — Station centrale : tableau de distribution.

sur des isolateurs à nervures, toutes les barres omnibus et les conducteurs qui sont formés de barres de cuivre.

Tous les coupe-circuits en porcelaine prévus pour les générateurs et les départs de lignes

sont montés à la hauteur de la main sur un fer longitudinal au tableau ; ils sont faciles à manipuler sur place dans le passage laissé libre le long du mur d'appui du tableau.

Les câbles d'amenée de courant des générateurs au tableau arrivent du sous-sol par le plancher et montent verticalement aux coupe-circuits.

Les câbles de départ des lignes descendent verticalement depuis les coupe-circuits jusqu'au-dessous du plancher, et remontent ensuite, au delà du passage de service, verticalement le long du mur d'appui pour atteindre la fente horizontale ménagée dans le mur du bâtiment pour le départ des lignes.

Tous ces câbles sont isolés et montés sur isolateurs.

Lignes aériennes.

Les câbles, partant du tableau de distribution, traversent sur des isolateurs le mur du bâtiment et viennent se fixer sur un chevalet formé de poteaux réunis par des traverses, d'où se séparent les différentes lignes aériennes en fils nus. Ces lignes sont portées sur des poteaux en bois garnis d'isolateurs à double cloche. Elles sont à trois fils pour les lignes allant aux moteurs ; le réseau d'éclairage, au contraire, emploie 4 fils.

Les fils nus des différentes lignes sont arrêtés aux isolateurs les plus rapprochés des bâtiments contenant des moteurs d'utilisation et toutes les connexions entre ces points et les moteurs se composent de fils ou câbles isolés.

Les pertes dans les lignes ne dépassent pas 5 %; les moteurs d'utilisation sont, par suite, construits pour une tension de 200 volts, et l'éclairage se fait à 125 volts.

Moteurs d'utilisation.

Broyage. — L'atelier de broyage des minerais (fig. 6) est mis en mouvement par un moteur de 12 chevaux du type des ateliers d'Oerlikon tournant à 1 450 tours à pleine charge. Ce moteur commande par une courroie une transmission intermédiaire qui porte les poulies de commande des divers appareils, comme suit :

A) Le ventilateur pour la soufflerie des fours de réduction du minerai.

B) Deux broyeurs système Humbolt à deux rouleaux par broyeur, montés en cascade.

C) Une chaine élévatoire à godets pour l'alimentation des broyeurs.

D) Un crible à secousses pour la séparation des fines.

L'installation de broyage ainsi comprise travaille environ 10 tonnes de roches minéralisées par 24 heures.

Laverie.

Cet atelier est mis en mouvement par un moteur du type des ateliers d'Oerlikon, d'une puissance normale de 12 chevaux à la vitesse de 1450 tours à pleine charge. Ce moteur entraîne au moyen d'une courroie une transmission intermédiaire portant les poulies de commande des divers appareils, comme suit :

A) Une pompe centrifuge élevant 1 000 litres par minute dans un réservoir situé à 6 mètres au-dessus du sol ; l'eau de ce réservoir est destinée au lavage du gaz produit dans les gazogènes, à l'alimentation d'un Spitz-Kasten, d'un bac à sable et d'une table tournante à sole fixe.

B) Un bac à sable de 4 compartiments, où se criblent les produits déjà classés par équivalence dans le Spitz-Kasten.

C) Un barboteur agissant dans le bac d'alimentation de la table et y envoyant les produits délayés.

D) Une table tournante à sole fixe, formée d'un axe vertical portant des bras horizontaux auxquels sont suspendues les brosses à mettre en mouvement.



Fig. 6. — Moteur et transmissions du broyage.

EXTRACTION.

Le puits d'extraction atteint actuellement une profondeur de 50 mètres environ. Il est

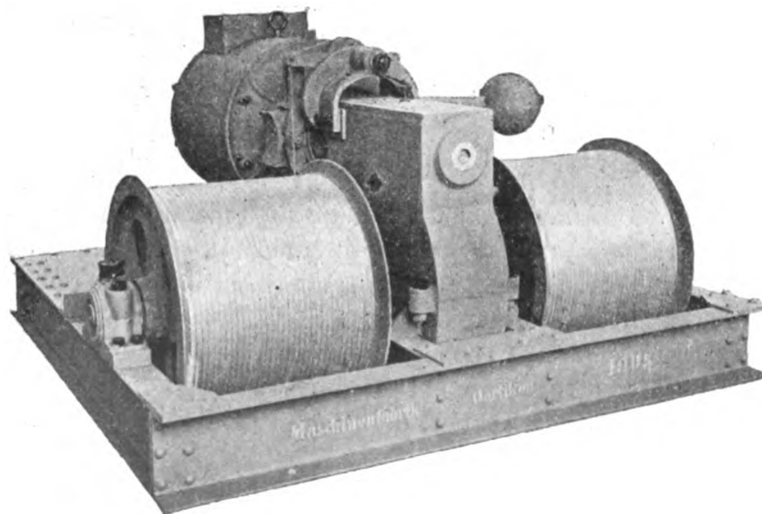


Fig. 7. — Treuil électrique Oerlikon de 400 kilogrammes de puissance.

divisé en deux compartiments correspondant l'un à la recette, l'autre à l'épuisement. Le

compartiment de la recette est divisé en deux parties pour la montée et la descente des bennes, avec un guidage en planches complet sur toute la profondeur du puits ; l'extraction des bennes et leur descente sont opérées par un treuil électrique à double tambour (fig. 7). Le treuil peut élever une charge utile de 400 kilogrammes à la vitesse de 1 mètre par seconde, d'une profondeur totale de 100 mètres.

Les bennes, équilibrées l'une par l'autre, ont une tare de 100 kilogrammes. Le treuil est actionné par un moteur cuirassé du type 0432K d'Oerlikon, d'une force normale de 12 chevaux.

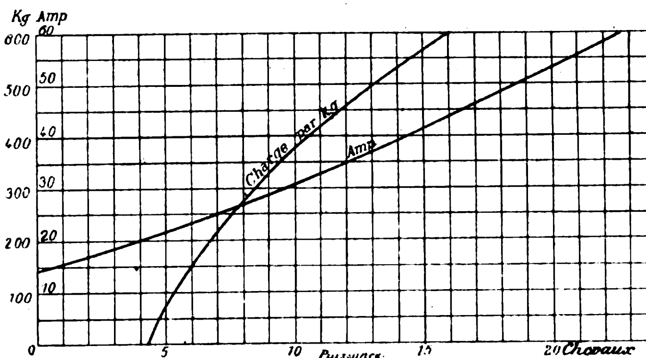


Fig. 8. — Caractéristiques du treuil d'extraction.

Les caractéristiques du treuil sont visibles sur les courbes d'essais de la figure 8.

Le moteur électrique entraîne l'arbre des tambours au moyen d'un engrenage à vis sans fin. L'arbre du moteur est maintenu à l'arrêt par un frein à sabots et un contrepoids que l'on dégage en appuyant sur une pédale. Le service du treuil est assuré par la seule manœuvre du levier d'un controller de marche avant et arrière.

L'extraction mensuelle moyenne atteint 400 mètres cubes de tout venant.

Épuisement.

La venue d'eau moyenne dans le puits est estimée à 10 mètres cubes à l'heure. Au début de l'exploitation, l'épuisement put être assuré au moyen de pulsomètres et de pompes à piston en marche continue.

La pompe centrifuge à commande électrique actuelle assure l'épuisement avec des marches de quelques minutes seulement répétées deux ou trois fois par heure.

La pompe, construite par MM. Sulzer frères de Winterthur pour commande électrique directe à axe vertical, est capable d'élever 30 mètres cubes par heure à une hauteur totale de 100 mètres en absorbant environ 17,5 chevaux à la vitesse de 2950 tours par minute. La pompe est du type centrifuge triple, à haute pression, avec corps en fonte et organes internes en bronze de qualité supérieure. L'arbre vertical de la pompe est relié à celui du moteur par un manchon d'accouplement rigide. Le moteur triphasé est du type Oerlikon 835, cuirassé, à axe vertical, pour 20 chevaux à 2950 tours ; la carcasse possède des chambres de circulation d'eau pour le refroidissement du stator.

Le graissage des paliers est obtenu par circulation d'huile, assurée par une petite pompe spéciale commandée par le moteur lui-même. L'ensemble est maintenu dans un cadre en fers profilés entourant aussi toutes les tuyauteries et pourvu de glissières pour le guider entre deux longrines disposées dans le puits à cet effet. Le cadre porte une forte poulie à gorge sous laquelle passe le câble de suspension des tuyauteries, y compris le câble électrique et la conduite de refoulement en fer de 80 millimètres d'ouverture avec l'eau qu'elle contient.

Une échelle de service, en fer, court sur toute la hauteur du cadre, et celui-ci est pourvu, à ses extrémités supérieure et inférieure, de plates-formes en bois pour protéger le matériel du groupe contre la chute des corps et les coups de mine.

La conduite de refoulement est pourvue d'un clapet de retenue et d'une vanne de réglage de 80 millimètres d'ouverture.

La conduite d'aspiration, en fer, de 100 millimètres d'ouverture, se termine par un clapet de pied avec crépine.

La pompe est garnie d'un manomètre, de robinets d'air et de vidange, d'un entonnoir de remplissage avec robinets et d'un éjecteur.

Appareil de suspension et de relevage. — Il est formé par un câble à double brin dont l'une des extrémités est attachée en un point fixe, à l'orifice du puits et l'autre vient s'enrouler sur le tambour de réserve du câble pour l'approfondissement du puits, après avoir passé sous la poulie de suspension déjà citée.

Le relevage est opéré au moyen d'un moufflage à six brins dont le brin libre est actionné par un treuil d'une force de 1 800 kilogrammes. On a adjoint au treuil un train d'engrenage avec poulie et courroie pour commande par un moteur électrique de 2 chevaux; on obtient ainsi une vitesse de relevage de 50 centimètres par minute. La partie supérieure de la tuyauterie de refoulement est libre verticalement et elle est guidée dans une embrasure du toit pendant le relevage de l'ensemble.

Pour éviter toute cassure ou froissement du câble électrique pendant le relevage, on le fait passer sur une poulie d'appui sans changement de direction, et sur une poulie à grand diamètre, équilibrée par un contrepoids et guidée pendant son déplacement vertical; le câble vient ensuite s'enrouler sur un tambour de réserve qui en porte une longueur suffisante pour l'approfondissement total présumé du puits.

Les extrémités des différents brins du câble sur le tambour sont reliées à des bornes spéciales montées sur un tableau fixé à la joue du tambour La partie inférieure du câble pénètre dans une boîte spéciale remplie de matière isolante où les 5 brins sont séparés et conduits aux bornes du moteur et du tableau de la sonnerie.

Le câble armé précité est constitué par 3 conducteurs en cuivre de 50 millimètres carrés chacun et de 2 fils de 1 millimètre carré, les premiers pour le courant du moteur et les seconds pour la sonnerie de service de la pompe.

La conduite de refoulement et le câble armé sont conduits et fixés dans toute leur montée par des guidages spéciaux, que traverse aussi, mais sans serrage, le câble de suspension.

Mise en marche du groupe moteur-pompe. — Les manœuvres pour le démarrage du moteur se font au tableau de distribution de la station centrale ; le démarrage est obtenu au moyen d'un auto-transformateur, du type Oerlikon n° 3401, muni d'un appareil à deux séries de contacts, du type RD. 140. Une communication par sonnerie électrique, établie entre le fond de la mine et l'usine, permet au surveillant de la pompe d'en demander la mise en marche ou l'arrêt à l'aide de signaux conventionnels. La vanne de refoulement étant supposée fermée, le surveillant du tableau de la station centrale ferme l'interrupteur de la ligne de la pompe et passe progressivement d'un contact à l'autre de l'auto-transformateur. A la pompe, le surveillant observe le manomètre pour juger de l'accroissement de vitesse; lorsque la vitesse de régime est atteinte, il ouvre la vanne de refoulement, légèrement d'abord, puis progressivement, tout en veillant, au moyen d'un ampèremètre fixé sur le moteur, à ce que la charge du moteur reste dans des limites convenables.

Fonderie et affinage.

Le minerai sortant de la laverie est mélangé avec un peu de quartz comme fondant et réduit au moyen de charbon de bois dans des fours à cubilot de construction indigène.

Ces fours, au nombre de 3, sont soufflés mécaniquement au moyen du ventilateur spécial commandé par le moteur électrique du broyage.

Le métal sortant des fours est traité ensuite dans des cuves d'affinage par décantation.

Un four à réverbère est en construction pour opérer l'affinage par liquation.

Éclairage.

L'installation d'éclairage comprend 6 lampes à arc de 10 ampères et 75 lampes à incandescence de 10, 16 et 32 bougies à 125 volts.

Les lampes à arc sont distribuées une par une comme suit : à l'entrée de l'enclos de la mine, dans la station centrale, pour le treuil et la recette, au broyage, à la laverie et au fond du puits.

Les lampes à incandescence sont au nombre de 40 dans la mine et ses dépendances, de 15 dans la maison d'habitation du chef de mine, et de 20 dans diverses habitations.

Personnel.

Le personnel de l'installation électrique, entièrement indigène, a été choisi et formé pendant le montage et dans les premières semaines de marche de l'installation.

Il se compose de trois équipes faisant chacune 8 heures de travail non interrompu. Ces équipes se divisent de la façon suivante :

A) *Service des gazogènes :*

2 coolies tamuls, un pour le concassage de charbon de bois et l'autre pour le chargement, rétribués chacun 50 cents par jour (1 cent équivaut à 3 centimes français environ).

B) *Station centrale :*

1 mécanicien chinois, chargé de la surveillance générale et de la conduite des moteurs à gaz, rétribué 1 fr. 50 par jour.

1 aide-mécanicien chinois, pour la surveillance du tableau de distribution, rétribué 1 fr. par jour.

1 ouvrier auxiliaire chinois pour le graissage de tous les paliers des groupes, des ventilateurs et des pompes, rétribué 80 cents par jour. Le mécanicien ou l'aide s'occupent aussi des petits moteurs à l'extérieur.

C) *Service du treuil :*

1 ouvrier chinois rétribué 1 fr. par jour.

D) *Service de la pompe Sulzer :*

1 ouvrier chinois rétribué 1 fr. par jour.

L'installation est dirigée par le chef de mine aidé de son assistant; les réparations sont exécutées, en cas de besoin, par le personnel de la station centrale et de l'atelier de mine.

Agrandissement de l'installation.

La société des Étains de Kinta, ayant découvert dans les derniers mois de l'année 1905 un gîte stannifère à une distance de 2 kilomètres environ de l'installation précédemment décrite, a décidé le fonçage d'un puits dans la roche métallifère. On vient de relier cette nouvelle exploitation à la précédente par une ligne de transport de force à 6 000 volts. La Société française Oerlikon a reçu ordre de fourniture pour le matériel nécessaire à la nouvelle exploitation d'Ayer Tungsang. Ce matériel se compose :

a) D'un transformateur de 40 K.V.A. élévateur de 200 à 6 000 volts.

b) D'un transformateur réducteur de 6 000 à 500 volts pour la même capacité.

***

c) D'un treuil d'extraction à double tambour, de même puissance et construction, que celui existant à Lahat.

d) D'un groupe vertical de moteur-pompe pour le fonçage, de même puissance et construction que celui existant à Lahat.

L'installation décrite ci-dessus a fonctionné depuis le mois de mars 1905 sans interruption; elle est jugée, dans le pays minier de Pérak et de la presqu'île de Malacca, comme répondant en tous points aux désiderata de l'exploitation minière avec la seule main-d'œuvre indigène, des coolies tamuls et chinois recrutés et formés sur place.

R. JOURDAIN.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la charge électrique des supports de doublets et de triplets. — **Stark.** — *Physikalische Zeitschrift,* 15 avril 1906.

L'auteur a déjà montré comment l'observation de l'effet de doublet sur les rayons-canal permet de déterminer expérimentalement les spectres qu'émettent les ions positifs (rayons-canal). Il a répété, avec plusieurs collaborateurs, ces études sur les rayons-canal dans l'hydrogène et dans les vapeurs de potassium et de mercure, et indique les résultats principaux obtenus et les conclusions générales que l'on peut en tirer.

Les raies de la première série partielle $H_\alpha H_\beta$... de l'hydrogène se présentent comme des doublets. La distance entre deux composantes est de 0,14 A(1) pour H_α et de 0,08 A pour H_β : d'après les mesures de Ebert, elle est de 0,132 A pour H_α. Comme dans toutes les autres premières séries de doublets, on trouve aussi pour l'hydrogène que la différence des fréquences des composantes d'un doublet est constante sur toute la série. Cette différence est évaluée, d'après les mesures de Michelson à 0,33 pour H_α et 0,34 pour H_β pour un centimètre de trajet dans le vide. Les observations antérieures et actuelles de l'auteur ont montré que la première série de doublets de l'hydrogène a comme supports des atomions positifs monovalents, c'est-à-dire des atomes d'hydrogène qui ont perdu un électron négatif.

Dans certaines étoiles, on a trouvé une seconde série partielle de l'hydrogène. D'après sa position spectrale, Rydberg a calculé la série principale de l'hydrogène. Pour la première raie de cette série, il indique la longueur d'ondes de 4687,88 A : cette raie a été observée dans les étoiles à raies brillantes. Elle se retrouve dans les spectrogrammes que l'auteur a relevés sur les rayons cathodiques et les rayons-canal dans l'hydrogène. Cette raie de la série principale de l'hydrogène, que l'auteur désigne par H_a, présente aussi dans les rayons-canal l'effet de doublet, dans les mêmes conditions que la première série partielle de doublets : la série principale de l'hydrogène (H_a, H_b,...) qui, vraisemblablement, se compose aussi de doublets, a le même support que la première série partielle, c'est-à-dire l'ion hydrogène positif monovalent.

En collaboration avec M. Siegl, l'auteur a ensuite étudié un doublet d'une série principale, le second doublet de la série principale du potassium (4047,36 — 4044,29). Les deux composantes présentent dans les rayons-canal le même effet de doublet, et cela dans les conditions auxquelles on devait s'attendre pour un atome de potassium ayant perdu seulement un électron négatif. Par suite, la série principale de doublets a, dans les alcalis également, des ions positifs monovalents comme supports.

Dans le spectre du mercure, on n'a trouvé jusqu'à présent que des séries de triplets, une première et une deuxième série partielle (Kayser et Runge). Avec l'aide d'un petit réseau concave, l'auteur a pu, en collaboration avec M. Hermann, trouver aussi l'effet de doublet dans les raies du mercure. Il a reconnu que toutes les composantes d'un triplet, et même tous les triplets d'une série possèdent le même ion comme

(1) Unité Angström.

support : même, les raies de la première et de la deuxième série de triplets présentent, en nature et en grandeur, le même effet de doublets. Les deux séries partielles de triplets du mercure possèdent comme même support, l'ion mercure bivalent : l'effet de doublet a en réalité la grandeur que l'on calcule théoriquement en admettant la bivalence de la particule du rayon-canal.

Les raies du mercure qui n'appartiennent pas aux séries de triplets présentent aussi un effet de doublet : elles se distinguent cependant en nature et en grandeur des raies des deux séries de triplets. Il existe des raies pour lesquelles l'effet de doublet est plus grand que pour les séries de triplets : le support de ces raies est donc un ion mercure de valence élevée, c'est-à-dire un atome de mercure qui a perdu plus de deux électrons négatifs. A ces raies de valence élevée appartient, par exemple, la raie 4078,1.

Finalement, il existe dans le spectre du mercure des raies qui présentent un effet de doublet plus petit que les raies des séries de triplets : leur déplacement est, en effet, environ 1,5 fois plus petit que celui d'une raie de série de triplets de même longueur d'ondes. Leur support n'est, par suite, pas un ion bivalent, mais un ion positif monovalent du mercure. A ces raies appartiennent les longueurs d'ondes 2536,72 ; 4339,47 — 3021,64 ; 3984,08 — 2847,87. Il semble que, pour le mercure également, la série principale et la première série partielle de doublets aient comme supports des ions positifs monovalents.

En généralisant les résultats expérimentaux qui précèdent, on arrive aux lois suivantes. Les supports des spectres de raies des éléments chimiques sont des atomions positifs. Toutes les raies d'une série ont le même support : celui-ci émet simultanément plusieurs séries. Le support de la série principale et des séries partielles de doublets est un atomion positif monovalent ; le support des séries partielles de triplets est un atomion positif bivalent ; des ions de valence plus élevée émettent aussi des raies spectrales, mais dont la structure n'est pas encore déterminée. Le spectre d'un élément, par exemple celui du mercure, peut représenter un mélange de plusieurs spectres, les spectres de ses ions mono, bi et plurivalents.

Les résultats et les conclusions qui précèdent sont, au point de vue de leur simplicité, en concordance surprenante avec ceux que Runge et Paschen ont obtenus dans leurs recherches sur l'effet Zeeman des séries de raies. D'après ces auteurs, la série principale de doublets de tous les éléments étudiés (Na, Cu, Ag, Mg, Ca, Sr, Ba) présentent, en nature et en grandeur, dans l'échelle des fréquences le même effet Zeeman : il en est de même pour la première et la deuxième série partielle de doublets. La première et la deuxième série partielle de triplets présentent, en nature et en grandeur, un autre effet Zeeman que les séries de doublets ; mais les séries de triplets de différents éléments se comportent de la même façon dans le champ magnétique. La concordance entre les résultats de l'auteur et ceux de Runge et Paschen se manifeste en particulier dans le fait suivant. Les raies du mercure calculées par l'auteur comme séries de doublets (2536,72 ; 4339,47 ; 2847,85) doivent présenter, dans un champ magnétique, les propriétés connues des raies de la série principale et des séries partielles de doublets. Runge et Paschen comptent ces raies parmi celles qui ne présentent pas les propriétés des triplets, et en réalité leurs indications sur les propriétés de ces raies dans un champ magnétique concordent avec cette façon de voir.

D'après le signe du phénomène de Zeeman, on peut conclure que les centres d'émission des raies de série sont des électrons négatifs périodiquement accélérés. De la complexité de la décomposition magnétique des raies de série, on doit conclure que leurs centres d'émission, les électrons négatifs, forment des systèmes électrodynamiques dont la symétrie électrodynamique n'est pas la même pour l'émission de séries de doublets que pour l'émission de séries de triplets : en effet, la décomposition magnétique des séries de doublets est différente de la décomposition magnétique des séries de triplets.

On ne connaît pas de spectres de l'atome chimique neutre. Les spectres de raies connus ne peuvent, d'après les expériences faites, être émis par les éléments chimiques que quand ceux-ci sont transformés en atomions positifs par la perte d'électrons négatifs. Il en résulte que la symétrie électrodynamique des systèmes d'électrons négatifs est différente, dans l'atomion positif, de la symétrie électrodynamique (structure), dans l'atome neutre. Dans l'ion positif monovalent, certains systèmes d'électrons négatifs possèdent

une symétrie électrodynamique qui détermine l'émission d'énergie de radiation électromagnétique : cette symétrie est caractérisée par l'émission de doublets. Un atome neutre chimique acquiert aussi une symétrie électrodynamique, susceptible d'émission, par la perte de deux électrons négatifs ou plus. Cependant la symétrie électrodynamique dans l'ion bivalent est autre que dans l'ion monovalent : elle est caractérisée par l'émission de triplets.

Au point de vue de l'analyse spectrale, les éléments chimiques présentent des propriétés extrêmement uniformes. Leurs ions monovalents émettent des séries de doublets de structure analogue et de décomposition magnétique identique ; leurs ions bivalents émettent des séries de triplets qui, de même, présentent une structure analogue et une décomposition magnétique identique. D'élément à élément, il n'y a de variable que les rapports de mesure des spectres, c'est-à-dire les constantes des lois des séries de doublets et de triplets.

B. L.

Sur la conductibilité des flammes colorées pour le courant alternatif. — **Wilson et Gold.** — *Philosophical Magazine*, avril 1906.

Les auteurs ont déterminé la conductibilité électrique que présentent, pour le passage du courant alternatif, les flammes contenant des vapeurs de sels métalliques. La conductibilité relative des sels des métaux alcalins varie à peu près de la même manière pour les courants alternatifs que pour le courant continu. Pour des courants de Tesla de grande fréquence, une flamme contenant une vapeur de sel alcalin se comporte à peu près comme un milieu isolant possédant une capacité spécifique inductive élevée. Les particules positives, ayant une grande masse et une faible vitesse, peuvent être considérées pratiquement comme étant immobiles en comparaison des particules négatives. Toutes les régions où il n'y a pas d'ions négatifs doivent avoir la densité des ions positifs. Il y a une couche ou région neutre à mi-distance entre les électrodes, entourée de deux couches positives. La capacité apparente par unité de surface doit varier comme la racine carrée du nombre d'ions par centimètre cube, et comme l'inverse de la racine carrée de la différence de potentiel maxima appliquée, mais doit être indépendante de la distance entre les électrodes. Les résultats expérimentaux ont vérifié entièrement ces conclusions. Il n'y a pas plus de une molécule, sur trente molécules de sel, ionisée à chaque instant dans les flammes, mais chaque molécule est probablement ionisée et recombinée plusieurs millions de fois par seconde.

R. R.

Sur la conductibilité des filaments de lampes Nernst. — **Hornton.** — *Philosophical Magazine*, avril 1906.

L'auteur a fait un certain nombre d'expériences pour déterminer la conductibilité des oxydes métalliques employés dans les filaments incandescents des lampes Nernst. Il a trouvé que cette conductibilité n'est pas électrolytique, comme l'a supposé Nernst, mais que c'est bien une conductibilité métallique.

Quand on chauffe un bâtonnet d'oxyde de cuivre de 12° à 385°, sa conductibilité devient 5 000 fois plus considérable ; quand on le chauffe de 763° à 1 466°, sa conductibilité devient à peu près un million de fois plus considérable que la conductibilité à froid. Puisque ce corps reste solide, il n'est pas probable que la mobilité des ions soit accrue, et, puisque, dans les électrolytes concentrés, le degré de dissociation diminue avec l'échauffement, le nombre des ions ne serait pas accru si les oxydes étaient des conducteurs électrolytiques. On est donc amené à en conclure que la conductibilité est métallique, c'est-à-dire qu'elle est due aux électrons libres. Comme l'a montré Wehnelt, on sait que les oxydes métalliques chauds émettent une grande quantité d'électrons libres. L'auteur montre que la conductibilité des oxydes croît comme le nombre d'électrons libres émis par leur surface. Ce fait que certains mélanges d'oxydes sont plus conducteurs que l'un ou l'autre des constituants peut être expliqué par la théorie électronique de la conduction métallique. Un des constituants peut avoir une grande proportion d'électrons libres, mais une faible longueur de libre parcours. Dans le mélange de deux constituants, le nombre d'électrons peut être accru sans que la longueur de libre parcours devienne trop faible.

R. R.

Sur le vieillissement magnétique du fer et la théorie moléculaire du magnétisme. — **D. Mazotto** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 avril 1906.

Un grand nombre de phénomènes observés sur les corps solides ont montré que ceux-ci su-

bissent des transformations lentes, mais continues, qui modifient leur structure moléculaire et leurs propriétés. Cette modification, que l'on peut désigner sous le nom de vieillissement, est accélérée par toutes les causes qui augmentent la mobilité des molécules, telles que les chocs, la pression, l'élévation de température, etc.

Un des corps, dont les modifications présentent le plus d'intérêt, est le fer, dont les propriétés magnétiques varient avec la structure moléculaire. Au début, on a attribué le vieillissement des tôles employées dans les appareils électriques à une « fatigue magnétique » due au grand nombre de cycles magnétiques parcourus ; Mordey a montré plus tard que ce phénomène était dû à l'échauffement des tôles en service.

Des expériences, faites par Roget en exposant du fer à des températures constantes comprises entre 50° et 700°, ont montré que l'hystérésis croît dans ces conditions, surtout pour les températures moyennes. L'auteur, de son côté, en étudiant le traînage magnétique du fer, a trouvé que celui-ci varie en sens inverse de l'hystérésis. Par exemple, du fer porté au rouge vif présente un maximum de traînage magnétique et un minimum d'hystérésis : à des températures plus basses, le traînage magnétique diminuait, tandis que l'hystérésis augmentait. Cette étroite liaison entre deux phénomènes, en apparence indépendants, a amené l'auteur à conclure que les variations observées dans les deux cas doivent être attribuées à une même cause.

Pour faciliter la solution du problème, l'auteur a étudié d'abord à différentes températures l'influence du vieillissement sur les trois grandeurs, susceptibilité, rémanence et force coercitive, dont dépend particulièrement l'hystérésis du fer. Les échantillons de fer étudiés étaient au nombre de quatre, fer doux, fer de Suède, fer allemand et acier ordinaire. Au point de vue qualitatif, les lois auxquelles obéissent ces différents échantillons sont les mêmes. Les tableaux I et II donnent une idée des variations obtenues et sont relatifs au fer doux de 1[re] qualité.

TABLEAU I

Variation des constantes magnétiques du fer après échauffement.

TEMPÉRATURE de TRAITEMENT	DURÉE du TRAITEMENT	AUGMENTATION D'HYSTÉRÉSIS en %.	DIMINUTION DE LA SUSCEPTIBILITÉ en %			CHAMP pour la SUSCEPTIBILITÉ maxima H = 6	AUGMENTATION DE LA RÉMANENCE en %		AUGMENTATION de la FORCE COERCITIVE en % H = 40	DIMINUTION DU TRAINAGE MAGNÉTIQUE en % H = 0,3
			H = 40	H = 5	H = 0,5		H = 40	H = 5		
360 degrés...	1 heure	0	— 1	— 10	0	8	0	+ 28	+ 9	— 60
180 — ...	1 —	+ 71	— 1	— 16	— 38	8	+ 91	+ 95	+ 75	— 74
159 — ...	3 —	+ 100	— 1	— 38	— 60	11	+ 154	+ 162	+ 151	»
131 — ...	10 —	+ 153	— 2	— 52	— 63	12	+ 209	+ 217	+ 208	— 100
100 — ...	80 —	+ 148	0	— 51	— 72	11	+ 164	+ 167	+ 200	— 77
80 — ...	5 jours	+ 141	— 1	— 48	— 75	10	+ 173	+ 172	+ 200	»
62 — ...	14 —	+ 148	0	— 43	— 75	10	+ 146	+ 155	+ 150	»
46 — ...	38 —	+ 194	0	— 35	— 69	10	+ 119	+ 128	+ 125	»
Normale...	30 mois	»	0	— 22	— 58	»	»	+ 89	»	— 72

TABLEAU II

Variation des constantes magnétiques du fer doux vieilli d'abord à 130°, puis à d'autres températures.

Température du second vieillissement.		360°	180°	159°	62°
Variation en %, pour H = 5,	de la susceptibilité..	+ 101	+ 23	+ 11	— 15
	de la rémanence.	— 57	— 11	— 3	— 6

Des chiffres contenus dans ces tableaux on peut tirer les conclusions suivantes :

1° La durée de vieillissement, c'est-à-dire le temps nécessaire pour que l'échantillon étudié atteigne un état sensiblement constant, augmente quand la température diminue ;

2° L'augmentation d'hystérésis avec le vieillissement est accompagnée d'une diminution de la susceptibilité et d'une augmentation de la rémanence et de la force coercitive;

3° La diminution de susceptibilité est presque insensible dans les champs intenses. Elle est importante dans les champs de valeur moyenne et les champs faibles;

4° Pendant le vieillissement, l'intensité de champ à laquelle correspond le maximum de susceptibilité augmente;

5° Le traînage magnétique diminue avec le vieillissement et peut même disparaître complètement;

6° Jusqu'à une limite déterminée (131°), le travail produit par le vieillissement augmente quand la température diminue: en deçà de cette limite, il diminue;

7° Le fer qui a été vieilli à 131° reperd, aux températures plus élevées, une partie des propriétés acquises.

Ces faits montrent qu'il existe, pour chaque température, un état déterminé du fer, caractérisé par la valeur de ses constantes magnétiques, mais que cet état du fer n'est pas produit immédiatement par la température correspondante, le retard étant d'autant plus important que la température est plus basse. Ce retard, qui est de quelques heures pour des températures voisines de 360°, atteint la valeur de quelques jours pour des températures voisines de 100° et s'élève à des mois et des années pour des températures voisines de la normale. L'effet de ce retard, que l'on peut désigner sous le nom de « hystérésis thermomagnétique », a pour conséquence que le fer, qui n'est pas suffisamment vieilli par la température à laquelle il se trouve, possède des propriétés magnétiques correspondant à une température plus élevée. Entre autres, l'hystérésis thermomagnétique a pour effet que le fer, à la température normale, conserve pendant longtemps des propriétés magnétiques semblables à celles du fer rouge incandescent, si on le refroidit aussitôt après l'avoir porté à cette température.

L'ensemble des phénomènes observés dans le vieillissement du fer peut, selon l'auteur, être expliqué simplement d'après les bases de la théorie moléculaire du magnétisme, si l'on suppose que, pendant le vieillissement, les aimants élémentaires qui constituent le fer se groupent sous forme de chaînes fermées. Aux températures élevées, les mouvements violents des molécules détruisent ce groupement des aimants élémentaires qui, lors d'un brusque refroidissement, sont surpris dans leur désordre et restent ainsi placés. Toute trace d'un vieillissement antérieur doit donc disparaître. Dans cet état, les forces qu'exercent les uns sur les autres les aimants élémentaires sont aussi petites que possible. Une faible force doit donc suffire pour les orienter. Le fer doit présenter alors une susceptibilité relativement élevée que l'on observe en réalité. Si, au contraire, le refroidissement n'est pas brusque, mais progressif, le groupement se reproduit peu à peu: son action est différente suivant que le fer se trouve dans le premier, le deuxième et le troisième degré d'aimantation.

Dans le premier degré, les aimants élémentaires ne subissent que de faibles déplacements angulaires réversibles: les groupes subsistent toujours. Le mouvement étant empêché par l'attraction mutuelle, une plus grande intensité de champ est nécessaire pour produire un déplacement déterminé. La susceptibilité semble, par suite, beaucoup plus faible que pour du fer récemment porté à l'incandescence.

Dans le deuxième degré, l'intensité de champ a atteint déjà des valeurs suffisantes pour modifier l'orientation des molécules parallèlement au champ, et les groupes qui existent se disloquent. La susceptibilité a une valeur voisine de celle du fer récemment porté au rouge. Elle reste cependant toujours plus faible que dans ce cas, car le nombre des rotations produites par un champ déterminé reste toujours plus faible. En même temps, la valeur de l'intensité de champ pour laquelle la susceptibilité atteint un maximum augmente, c'est-à-dire l'intensité de champ pour laquelle le nombre des rotations est maximum.

Quand ce point est dépassé, on arrive au troisième degré d'aimantation. Presque tous les aimants élémentaires se sont placés de façon à ce que leurs axes soient parallèles: ils sont dans la même position que pour le fer récemment porté au rouge. Cela explique le fait que, pour des champs intenses, le vieillissement ne modifie pas la susceptibilité.

La stabilité des groupes qui, d'après l'hypothèse précédente, se forment pendant le vieillissement, est d'autant plus grande que la température est plus basse. Cela tient à ce que les molécules sont plus voisines et que les forces

exercées par les pôles les uns sur les autres sont plus considérables, et à ce que la mobilité des molécules, qui pourrait diminuer la stabilité des groupes, devient plus faible. Aux températures élevées, les groupes peuvent se former facilement par suite de la grande mobilité des molécules. Mais, par suite du peu de stabilité de ces groupements, les constantes magnétiques en sont peu influencées. Aux basses températures au contraire, la plus faible mobilité des molécules ralentit la formation de groupes. Mais, ceux-ci étant plus stables, ils semblent propres à modifier plus fortement les constantes magnétiques du fer. Une élévation de température postérieure affaiblit la stabilité des groupes par suite de l'écartement des molécules et de la mobilité de celles-ci.

D'après ce qui précède, on doit s'attendre à ce que, plus la température de vieillissement est basse et plus l'action du phénomène est intense. Il reste à déterminer pourquoi, en pratique, on observe pour une température donnée (131°) des actions plus fortes que pour des températures plus basses. On peut admettre que, pour des températures inférieures à cette limite, les groupes formés sont plus stables, mais que leur formation est rendue de plus en plus difficile par l'accroissement du frottement mutuel des molécules.

L'auteur a cherché à vérifier l'exactitude de ces hypothèses au moyen d'expériences dont les résultats sont indiqués dans le tableau III.

TABLEAU III
Valeur des constantes magnétiques en °/₀ de celles du fer porté à l'incandescence (H = 5).

ÉTAT DE L'ÉCHANTILLON	DURÉE du VIEILLISSEMENT	SUSCEPTIBILITÉ	RÉMANENCE
Vieilli à 62°	22 jours	57	255
Porté à l'incandescence. .	—	100	100
Vieilli à 131°	63 heures	42	290
Vieilli à nouveau à 62°. .	14 jours	37	311
Vieilli à nouveau à 131°. .	10 heures	43	290

L'auteur fit vieillir les trois échantillons à 131°, puis les maintint longtemps à 62° et constata que la susceptibilité avait encore diminué et que la rémanence avait encore augmenté. En chauffant à nouveau les échantillons à 131°, il trouva une augmentation de la susceptibilité et une diminution de la rémanence correspondant aux valeurs trouvées précédemment à cette température. Cela prouve qu'à 131°, le fer parvient réellement à un état de vieillissement définitif moins marqué qu'à 62°. On peut donc dire que le vieillissement à 131° provoque la formation de groupes qui ne peuvent se produire à 62° à cause du frottement des molécules les unes contre les autres : pendant le refroidissement, ces groupes atteignent la stabilité qui correspond aux basses températures. L'auteur admet comme justifié que, si le frottement moléculaire n'existait pas, l'action du vieillissement devrait augmenter d'une façon permanente quand la température diminue.

D'après ce qui précède, on comprend facilement la modification que l'on observe avec le temps dans le rendement des machines dynamo-électriques et des transformateurs dont les noyaux s'échauffent : les machines construites avec des tôles fraîchement chauffées au rouge perdent rapidement leur rendement. Si l'on veut que les constantes des machines varient peu en service, il est bon de porter pendant 15 ou 20 heures les tôles des noyaux à une température de 131°. De telles tôles sont à peu près insensibles pour les températures auxquelles travaillent habituellement les machines.

B. L.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Étude comparative sur les machines motrices. — **Schömburg.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 22 avril 1906.

L'auteur a réuni un grand nombre de résultats et fait une comparaison entre les différentes machines motrices employées dans l'industrie. Les perfectionnements les plus récents de la machine à vapeur n'ont pas élevé beaucoup son rendement thermique qui, généralement, est de 8 à 12 °/₀ et s'élève à 16 ou 18 °/₀ seulement dans les cas les plus favorables. Pour les installations fixes, les turbines à vapeur et les moteurs à gaz concurrencent sérieusement la machine à vapeur.

Les turbines à vapeur possèdent le poids minimum par cheval (11 à 20 kilogrammes par cheval indiqué) en ce qui concerne les installations fixes. En ce qui concerne les bateaux, ce n'est plus vrai, car certaines machines de torpilleurs pèsent seulement 5 à 6 kilogrammes par cheval indiqué.

Les dépenses d'achat sont à peu près les mêmes pour de bonnes machines à vapeur et turbines à vapeur. Les machines électriques destinées à la commande par turbines sont moins coûteuses que les machines correspondantes, à cause de la grande vitesse de rotation. Les frais totaux d'établissement sont réduits au minimum quand on emploie des moteurs à gaz de forte puissance (par suite de l'absence de chaufferie).

En ce qui concerne l'encombrement superficiel, la turbine à vapeur vient en première ligne, car elle exige, comme encombrement, seulement la moitié de celui d'une machine à vapeur de même puissance. Malgré cela, les machines marines de torpilleurs présentent la plus faible surface et aussi le plus petit volume. Les moteurs à gaz de hauts fourneaux couvrent à peu près la même surface que des machines à vapeur de puissance double.

Les dépenses de fondation sont minima pour les turbines à vapeur, par suite de l'absence de pièces en mouvement alternatif.

En ce qui concerne la consommation d'huile, l'avantage est aux turbines à vapeur (0,1 à 0,4 gramme par cheval-heure pour les turbines à vapeur; 1 à 2 grammes par cheval-heure pour de bonnes machines à vapeur; 2,5 à 3,5 grammes par cheval-heure pour les moteurs à gaz de forte puissance).

Au point de vue du rendement thermique, les turbines à vapeur sont équivalentes aux meilleures machines à pistons, mais toutes deux sont inférieures aux moteurs à gaz. Le rendement thermique, c'est-à-dire l'utilisation du pouvoir calorifique du combustible, a la valeur suivante : machines à vapeur 10 à 19 %; turbines à vapeur 14 à 19 %; moteurs à gaz de grande puissance 20 à 30 %; moteur Diesel 30 à 35 %.

Au point de vue du réglage, la turbine à vapeur n'est pas inférieure aux meilleures machines à vapeur. Un autre avantage de la turbine est l'absence d'huile dans l'eau de condensation.

Tous ces avantages assignent à la turbine à vapeur un rôle prédominant, particulièrement dans les usines génératrices d'électricité.

Une amélioration thermique des machines à vapeur est réalisée par les machines qui récupèrent la chaleur perdue dans la condensation. Dans la commande de machines à faible vitesse de rotation, le moteur à gaz l'emporte à cause de son meilleur rendement thermique. Les locomobiles à forte surchauffe concurrencent avec succès les machines à vapeur fixes. Dans les usines génératrices électriques qui desservent des usines métallurgiques avec hauts fourneaux, le moteur à gaz seul entre en ligne de compte.

Les conclusions que l'auteur tire de son étude sont les suivantes :

1° Les turbines à vapeur doivent être placées au premier rang pour les usines génératrices d'électricité où l'encombrement doit être aussi réduit que possible. Pour une même consommation de vapeur, elles offrent sur les machines à pistons l'avantage d'entraîner des frais d'exploitation moins élevés et d'exiger moins d'entretien;

2° Les machines à gaz peuvent avantageusement être employées sur une grande échelle dans les usines possédant des hauts fourneaux ou des fours à coke. Quand le combustible est cher, les moteurs à gaz alimentés par des gazomètres à aspiration ou à pression donnent les meilleurs résultats économiques ;

3° Les machines à vapeur peuvent être employées dans les installations où il s'agit de faibles vitesses de rotation. Quand le combustible est peu coûteux, elles sont à peu près équivalentes aux moteurs à gaz. Dans les usines où l'on ne dispose pas de beaucoup d'eau de condensation, les machines à pistons doivent être préférées aux turbines à vapeur.

B L.

Expériences faites sur un moteur à gaz Crossley et un gazogène Pierson.

Des expériences ont été faites au conservatoire des Arts et Métiers avec un moteur horizontal monocylindrique à quatre temps de 65 chevaux. Le diamètre du cylindre était de 432 millimètres et la course de 610 millimètres ; la vitesse de rotation était de 160 tours par minute. Le moteur était alimenté par un gazogène Pierson à aspiration muni d'un scrubber et d'un épurateur.

L'essai dura de 8 h. 15 du matin à 5 h. 15 du soir : le moteur était chargé au moyen d'un frein de Prony placé sur un volant refroidi par circulation d'eau. La longueur du levier de frein était $2^{m},30$; la charge totale de l'arbre 606 à 622 kilogrammes, dont 470 pour le poids du volant et du frein. L'essai à marche normale

dura 7 h. 44 minutes; la vitesse était de 160 tours par minute ; la charge fut de 126kgr,6 pendant les dix premières minutes et de 136kgr,6 pendant le reste du temps; la puissance fut de 70 chevaux effectifs ou 76,28 chevaux indiqués, et le rendement atteignit 91 %.

L'essai à pleine charge dura 1 h. 16 minutes; la vitesse était de 162,1 tours ; la charge sur le frein de 152kgr,54; la puissance de 79,62 chevaux effectifs ou 83,46 chevaux indiqués et le rendement 95 %.

La consommation totale de charbon fut de 364kgr,95. Dans le gazogène il restait 49 kilogrammes de coke et 56kgr,3 de cendres, ce qui donne un poids net de combustible de 259kgr,65. Le poids total de charbon par cheval-heure s'élève donc à 0kgr,568, et le poids net à 0kgr,404.

La température des gaz d'échappement était de 539° à marche normale et de 587° à pleine charge. Le pouvoir calorifique du charbon était de 7 520 calories par kilogramme. Sa composition était la suivante :

Cendres.	11,47 %
Humidité.	1,93 %
Produits volatils.	6,10 %
Carbone.	80,50 %

L'analyse du gaz produit par le gazogène a donné les résultats suivants :

Acide carbonique. . . .	8,77 %
Oxygène.	0,52 %
Oxyde de carbone. . . .	17,70 %
Hydrogène	21,31 %
Méthane.	2,41 %
Azote.	49,51 %

Le pouvoir calorifique du gaz était de 1 470 calories.

B. L.

Emploi des moulins à vent pour la production d'énergie électrique. — **Küppers.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 8 avril 1906.

L'auteur indique le résultat d'expériences entreprises par La Cour en Danemark. Ces expériences étaient relatives à la meilleure forme à donner aux ailes de moulins et à la meilleure façon d'utiliser l'énergie du vent. Les résultats sont les suivants :

La forme ordinaire à quatre ailes bien établie est supérieure à toutes les autres formes : elle possède une vitesse très favorable pour la commande d'une génératrice électrique et n'exige pas de rapports d'engrenages aussi élevés que les autres types d'ailes. En admettant pour surface des ailes 12 mètres carrés, on obtient, pour une vitesse du vent de 6 mètres, le nombre $12 \times (6^3) = 12 . 216 = 2\,592$ qui, divisé par 1 250 donne le nombre de chevaux disponibles, soit 2 chevaux dans le cas actuel. Pour des vitesses de vent de 4,8 et 10 mètres et pour la même surface d'ailes, on obtient environ 5/8, 5 et 10 chevaux. Il faut compter environ 14 % de déchet, en admettant une surface de résistance de 2 % environ : les puissances théoriques obtenues se réduisent alors à 0,5, 1,75, 4,25 et 8,5 chevaux.

L'orientation suivant le sens du vent doit être automatique. Pour assurer un service régulier, il faut toujours prévoir un moteur de réserve. Les moteurs à pétrole donnent, à ce point de vue, de bons résultats. Le prix d'établissement d'un moteur de réserve est bien inférieur à celui d'une batterie d'accumulateurs suffisante pour parer à toutes les éventualités.

Comme exemple d'une exploitation de ce genre, l'auteur cite une installation en service depuis deux ans à Askov (Danemark), qui dessert 450 lampes à incandescence et quelques lampes à arc. Le Pr La Cour calcule de la façon suivante les frais d'une telle installation :

Moteur à vent.	4 100 fr.
Moteur à pétrole (réserve). . . .	4 100
Batterie d'accumulateurs.. . . .	6 900
Dynamo.	1 250
Engrenages et appareils.. . . .	475
Tableaux et appareils..	475
Fondation.	2 750
Canalisation électrique.	1 750
TOTAL.	21 800 fr.

Comme frais d'exploitation, on trouve les chiffres suivants :

Entretien du moulin, graissage, etc.	275 fr.
Moteur à pétrole (30 jours par an).	170
Pétrole consommé.	275
Graissage..	110
TOTAL.	830 fr.

Les recettes réalisées pour une telle installation s'élèvent à 3 500 francs : le bénéfice représente donc environ 12 % du capital d'installation.

B. L.

***Sur la commutation au démarrage des moteurs monophasés à collecteur.* — Marius Latour.** — *Electrical World*, 10 mars 1906.

L'avenir des moteurs monophasés pour la traction dépend essentiellement de la solution des difficultés pour la commutation au démarrage.

L'auteur a publié en 1904 [1] une étude sur les conditions de commutation au démarrage dans le cas d'un moteur sans connexions résistantes. D'après la théorie, au point de vue de la commutation de démarrage, tous les types de moteurs sont équivalents et tous les dispositifs tels que ceux basés sur la modification du nombre de pôles, la vitesse du moteur, etc., sont illusoires. Dans cette même étude, il montrait la nécessité d'obtenir la tension requise aux bornes du rotor au moyen d'un enroulement ayant le plus grand nombre possible de lames au collecteur, de manière à ce que même en se servant de balais étroits (9 à 12 millimètres) plusieurs lames soient couvertes à la fois. Il montrait aussi que le voltage du rotor doit être choisi de telle façon que la différence de potentiel entre deux lames du balai soit dans une certaine relation avec la chute ohmique due au courant dans le balai. Dans le cas où deux lames sont couvertes, cette relation est donnée par la formule

$$e = \sqrt{2,4}\, k$$

dans laquelle e est la tension entre lames et k la chute ohmique du courant de la ligne au contact des balais.

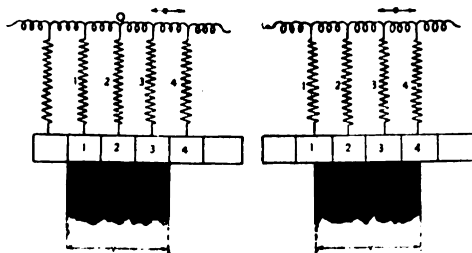


Fig. 1 et 2.

L'on arrive ainsi à une tension admissible de 200 volts aux bornes du rotor, avec une perte de 40 watts par centimètre carré à la surface de contact et une fréquence de 25 p. par s.

L'usage de ces bas voltages rend difficile l'emploi éventuel des moteurs monophasés avec du courant continu à 250 volts [1], et entraine de plus l'introduction de courants énormes dans le rotor. Ce dernier inconvénient disparaît avec les moteurs à répulsion compensés ou non dans lesquels le courant est engendré dans le rotor lui-même.

Dans l'article précité, la quantité moyenne de chaleur dégagée par centimètre carré et par seconde sous les balais, est prise comme un criterium de la qualité de la commutation. Mais, ainsi que M. Reid l'a fait pour les machines à courant continu (Transactions of the American Institute of Electrical Engineers) [2] il est également intéressant de considérer la quantité de chaleur moyenne produite par centimètre carré aux *arêtes* des balais. Quant à la théorie primitive ne tenant compte que du voltage entre le balai et la lame au moment de la rupture du court-circuit, et dans laquelle l'on néglige les états du contact qui précèdent cette rupture, elle est certainement très insuffisante. En réalité, ces trois points doivent être pris à la fois en considération, excepté toutefois le cas où l'on ne se sert pas de connexions résistantes; dans ce dernier cas, la théorie mentionnée plus haut a été reconnue comme donnant les meilleurs résultats en pratique, et tout autre criterium serait inutile.

Dans ce qui suit, conformément aux articles précédents de l'auteur, l'on fera les hypothèses simplificatrices suivantes :

1° Le démarrage du moteur est assimilé à une rotation infiniment lente, de telle sorte que l'on

---

(1) Voir l'*Éclairage Électrique* du 7 janvier 1905, tome XLII, page 5.

(1) Comme on le sait, ce procédé d'alimentation mixte (monophasé haute tension en rase campagne et continu pour la traversée des villes) a été souvent proposé, surtout en Amérique. La plus basse tension continue admissible étant dans ce cas 500 volts, il faudra donc prévoir des moteurs pouvant au moins supporter 250 volts, tout en acceptant le couplage permanent des moteurs en série de deux lors, du fonctionnement avec le courant continu. On perd ainsi toute souplesse de réglage dans ce dernier cas et la construction de moteurs monophasés à 250 volts n'est pas exempte de risques. L'on peut en outre remarquer qu'à tension égale, le moteur marchant avec du courant continu donne une puissance bien supérieure à celle atteinte avec le courant monophasé; or, c'est justement lorsque le moteur est ainsi alimenté qu'il doit fournir les moins grandes vitesses (traversées des villes). Pour toutes ces raisons il semble que le plus simple est d'abaisser simplement la tension alternative pour ces traversées, les transformateurs de réglage permettant facilement l'alimentation à diverses tensions.

N. D. T.

(2) Mai 1905.

peut ne pas tenir compte des f. é. m. d'origine dynamique ;

2° Le courant de court-circuit d'origine statique peut être considéré comme approximativement en quadrature avec le courant de la ligne [1], en supposant que l'effet de la réactance de dispersion des bobines est négligeable.

Étudions d'abord le voltage final entre le balai et la lame qui perd contact avec lui. Si e est la f. é. m. engendrée dans chaque bobine par les variations du champ du moteur, et si l'on suppose tout d'abord qu'aucun courant n'arrive de l'extérieur aux balais, il est facile de voir que dans le cas de la figure 1, ce voltage est égal à $2e$, c'est-à-dire à $\frac{2}{3}v$, v étant la différence de potentiel développée statiquement entre deux points pour un arc égal à la largeur du balai.

L'on peut remarquer en passant que pour m lames sous le balai, la tension finale serait, d'une manière générale, égale à

$$\frac{m+1}{2m}v$$

c'est-à-dire que la subdivision à l'infini des lames du collecteur la réduirait de moitié par rapport à sa valeur pour $m=1$.

Appelons I le courant de la ligne introduit dans le balai, S la surface totale du contact ; r la résistance d'une connexion, ρ la résistance par centimètre carré du contact et ξ le rapport $r : \frac{m\rho}{S}$. Si nous considérons seulement maintenant la circulation du courant I, la chute de tension qu'elle provoque au passage des diverses résistances est :

$$\frac{I\rho}{S}(1+\xi)$$

et ce serait là le voltage final entre le balai et la lame qui perd contact si la tension v était nulle. Cette tension étant supposée en quadrature avec le courant I, l'on obtient le voltage résultant dans le cas général en superposant les états obtenus dans les deux cas particuliers envisagés précédemment, soit

$$\sqrt{\left[\frac{I\rho}{S}(1+\xi)\right]^2+\left(\frac{2}{3}\right)^2 v^2}$$

dans le cas des figures 1, 2, seul envisagé dans la suite.

Ainsi que l'auteur l'a montré dans l'article précité, le produit vI ne dépend que de la puissance du moteur. Pour une armature donnée, avec des résistances de connexion données, si l'on veut de plus obtenir un couple déterminé, le minimum de l'expression précédente a donc lieu pour :

$$\frac{I}{S}\rho(1+\xi)=\frac{2}{3}v.$$

Étudions maintenant la quantité moyenne de chaleur produite par seconde et par centimètre carré de surface sous les balais ; selon la seconde hypothèse faite au début de cette étude, il suffira pour cela d'ajouter les pertes calculées séparément pour le courant de la ligne et le courant de court-circuit dû à l'induction statique. Soient i_1, i_2, i_3, i_4, les portions du premier courant I qui traversent les circuits 1, 2, 3, 4 et x le rapport de la surface s_1 à la surface $\frac{S}{3}$. D'après les lois de Kirchhoff, l'on trouve très aisément pour i_1 et i_2 les valures :

$$i_1 = I\frac{1+\xi}{2(1+2\xi)} \times \frac{x\left(x-\frac{1+\xi}{\xi}\right)}{x^2-x-\frac{3(1+\xi)}{2\xi(1+2\xi)}},$$

$$i_2 = I\frac{\xi}{2(1+2\xi)} \cdot \frac{x^2-x-\frac{1+\xi}{\xi^2}}{x^2-x-\frac{3(1+\xi)}{2\xi(1+2\xi)}}.$$

La quantité moyenne de chaleur produite par seconde sous le balai par le courant i_1 est ainsi :

$$\frac{3\rho}{S}I^2\frac{(1+\xi)^2}{4(1+2\xi)^2}\int_0^1 \frac{x\left(x-\frac{1+\xi}{\xi}\right)^2}{\left[x^2-x-\frac{3(1+\xi)}{2\xi(1+2\xi)}\right]^2}dx$$

et celle produite par i_2

$$\frac{3\rho}{S}I^2\frac{\xi^2}{4(1+2\xi)^2}\int_0^1 \frac{\left[x^2-x-\frac{1+\xi}{\xi^2}\right]^2}{\left[x^2-x-\frac{3(1+\xi)}{2\xi(1+2\xi)}\right]}dx.$$

[1] Cela suppose que les contre-ampère-tours dus aux courants de court-circuit sont négligeables par rapport aux ampère-tours du champ du moteur. D'après M. Richter (*Éclairage Électrique*, 24 mars 1906 et suivants), cette réaction serait très marquée au moins dans certains moteurs.

N. D. T.

Quant aux courants i_3 et i_4, il est évident qu'ils sont, au point de vue de l'échauffement moyen respectivement équivalents à i_2 et i_1, de telle sorte qu'en faisant la somme des 4 intégrales ainsi définies et en la divisant par la surface S, l'on obtient finalement

$$q_i = \rho \frac{I^2}{S^2} \frac{3}{2(1+2\xi)^2}$$

$$\left\{ (1+\xi)^2 \int_0^1 \frac{x\left(x - \frac{1+\xi}{\xi}\right)^2}{\left[x^2 - x - \frac{2\xi(1+2\xi)}{2(1+\xi)}\right]^2} dx + \xi^2 \int_0^1 \frac{\left(x^2 - x - \frac{1+\xi}{\xi^2}\right)^2}{\left(x^2 - x - \frac{3(1+\xi)}{2\xi(1+2\xi)}\right)^2} dx \right\}$$

$$= \rho \frac{I^2}{S^2} f_1(\xi).$$

En désignant par j_1, j_2, j_3, j_4, les courants dûs à l'induction statique et passant dans les circuits 1, 2, 3, 4, l'on obtient de même

$$j_1 = e\frac{S}{\rho}\frac{1}{2\xi} \times \frac{x\left(x - \frac{2(1+\xi)}{1+2\xi}\right)}{x^2 - x - \frac{3(1+\xi)}{2\xi(1+2\xi)}}$$

$$j_2 = e\frac{S}{3\rho}\frac{1}{2(1+\xi)} \frac{x^2 - x - \frac{3(1+\xi)}{\xi(1+2\xi)}(1-x)}{x^2 - x - \frac{3(1+\xi)}{2\xi(1+2\xi)}}$$

et pour la quantité moyenne de chaleur par centimètre carré de surface et par seconde produite sous le balai par les variations du flux inducteur :

$$q_j = \frac{e^2}{\rho}\frac{3}{2}$$

$$\left\{ \frac{1}{\xi^2} \int_0^1 \frac{\left(x - \frac{2(1+\xi)}{1+2\xi}\right)^2}{\left(x^2 - x - \frac{3(1+\xi)}{2\xi(1+2\xi)}\right)^2} dx + \frac{1}{9(1+\xi)^2} \int_0^1 \frac{\left(x^2 - x - \frac{3(1+\xi)}{\xi(1+2\xi)}(1-x)\right)^2}{\left(x^2 - x - \frac{3(1+\xi)}{2\xi(1+2\xi)}\right)^2} dx \right\}$$

$$q_j = \frac{e^2}{\rho} f_2(\xi).$$

La quantité de chaleur totale est ainsi

$$\rho \frac{I^2}{S^2} f_1(\xi) + \frac{e^2}{\rho} f_2(\xi),$$

et comme le produit eI est déterminé par le couple, elle sera minima pour

$$\frac{e^2}{\rho} f_2(\xi) = \rho \frac{I^2}{S^2} f_1(\xi).$$

En désignant par k la chute ohmique de tension due au passage du courant de la ligne dans les balais, cette relation peut se mettre sous la forme

$$e = k\sqrt{\frac{f_1(\xi)}{f_2(\xi)}}.$$

Il nous reste à étudier la quantité moyenne de chaleur produite par seconde et par centimètre carré aux arêtes des balais.

C'est la valeur moyenne de

$$\rho\delta_i^2 + \rho\delta_j^2,$$

en posant

$$\left\{ \begin{aligned} \delta_i &= \frac{i_1}{s_1} = \frac{I}{S}\frac{3(1+\xi)}{2(1+2\xi)} \frac{x - \frac{1+\xi}{\xi}}{x^2 - x - \frac{3(1+\xi)}{2\xi(1+2\xi)}} \\ \delta_j &= \frac{j_1}{s_1} = \frac{e}{\rho}\frac{3}{2\xi} \frac{x - \frac{2(1+\xi)}{1+2\xi}}{x^2 - x - \frac{3(1+\xi)}{2\xi(1+2\xi)}}. \end{aligned} \right.$$

L'on obtiendra donc la quantité moyenne de chaleur $\rho_{\delta i}$ produite, par seconde et par centimètre carré de surface, à l'arête du balai au moyen de l'intégrale :

$$q_{\delta i} = \rho \frac{I^2}{S^2}\left[\frac{3(1+\xi)}{2(1+2\xi)}\right]^2 \int_0^1 \left(\frac{x - \frac{1+\xi}{\xi}}{x^2 - x - \frac{3(1+\xi)}{2\xi(1+2\xi)}}\right) dx = \frac{I^2}{S^2} f_3(\xi)$$

et la quantité $q_{\delta j}$ due à l'induction statique par la suivante :

$$q_{\delta j} = \frac{e^2}{\rho}\frac{9}{4\xi^2}\int_0^1 \frac{\left(x - \frac{2(1+\xi)}{1+2\xi}\right)^2}{\left(x^2 - x - \frac{3(1+\xi)}{2\xi(1+2\xi)}\right)^2}dx$$

$$= \frac{e^2}{\rho} f_4(\xi),$$

f_3 et f_4 étant des coefficients numériques de même que f_1 et f_2.

Si le produit eI est donné, comme précédemment, la somme $q_{\delta i} + q_{\delta j}$ sera minima pour $q_{\delta i} = q_{\delta j}$ ou encore

$$e = k\sqrt{\frac{f_3(\xi)}{f_4(\xi)}}.$$

En terminant, l'auteur indique la solution des intégrales ci-dessus, mais remet la discussion des résultats, au moyen d'applications numériques, à un article ultérieur.

***Sur le calcul des transformateurs.* — Korndörfer.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 22 mars 1906.

L'auteur développe le calcul des transformateurs en se donnant la puissance, les tensions, la fréquence, la valeur du produit Bδ (induction dans le fer $\times$ densité de courant dans le cuivre) et le rapport des poids de fer et cuivre de l'appareil à établir :

Soient : E les f. e. m. en volts.
- J les courants en ampères.
- KVA les puissances en kilovolt-ampères.
- B l'induction maxima.
- δ la densité de courant en ampères par millimètres carrés.
- ν la fréquence.
- q la section du fil en centimètres carrés.
- z le nombre de tours d'enroulement.
- Q_e la section active de fer (centimètres carrés).
- Q_k la section totale de cuivre (centimètres carrés).
- F_e la longueur totale du noyau (centimètres).
- F_k la longueur de l'enroulement du cuivre (centimètres carrés).
- a_e l'utilisation de la surface du noyau.
- a_k l'utilisation de l'espace disponible pour le cuivre.
- v_e les pertes en watts par kilogramme de fer.
- v_k les pertes en watts par kilogramme de cuivre.
- V_e les pertes totales dans le fer en watts.
- V_k les pertes totales dans le cuivre en watts.
- $V = V_e + V_k$ les pertes totales en watts.
- γ_e le poids spécifique du fer (7,7).
- γ_k le poids spécifique du cuivre (8,9).
- G_e le poids de fer total en kilogrammes.
- G_k le poids de cuivre total en kilogrammes.
- $\alpha = V_e/V_k$; $\beta = G_e/G_k$.
- d le diamètre du noyau en centimètres.
- e la longueur du noyau en centimètres.
- f la longueur de l'emplacement disponible entre noyaux en centimètres.

L'équation générale de la tension primaire ou secondaire d'un transformateur (pour des ondes sinusoïdales) est :

$$E = 2{,}22 \,.\, B \,.\, Q_e \,.\, z \,.\, 2\nu \,.\, 10^{-8} \text{ volts.}$$

L'équation générale de l'intensité primaire ou secondaire est : $J = \delta \,.\, q \,.\, 100 \,.\, \text{amp.}$

Le produit des deux donne la puissance :

$$EJ = KVA \,.\, 1\,000 = 2{,}22 \,.\, B \,.\, Q_e \,.\, z \,.\, 2\nu \,.\, \delta \,.\, q \,.\, 10^{-6}.$$

Or on a : $z \,.\, q \,.\, 2 = Q_k$

d'où : $KVA \cdot 1\,000 = 0{,}111 \cdot \frac{B \,.\, \delta}{1\,000} \cdot Q_e \cdot Q_k \cdot \frac{2\nu}{100}$

$$Q_eQ_k = \frac{KVA \,.\, 1\,000 \,.\, 100}{0{,}111 \cdot \frac{B \,.\, \delta}{1\,000} \cdot 2\nu}. \qquad (1)$$

On peut appeler cette équation, équation générale d'un transformateur monophasé, car elle s'applique à toutes les formes de construction.

En introduisant les coefficients d'utilisation a_e et a_k, on obtient :

$$F_eF_k = \frac{KVA \,.\, 1000}{0{,}111 \cdot \frac{B \,.\, \delta}{1000} \cdot a_e \cdot a_k} \cdot \frac{100}{2\nu}. \qquad (1_a)$$

Le second membre de cette équation est invariable, puisque toutes les grandeurs qu'il contient sont données ou choisies.

Pour déterminer les poids d'après les dimensions, il faut supposer un type d'appareil déterminé. Comme exemple simple, on peut admettre

la forme indiquée par les figures 1 et 2. La section est le mieux utilisée quand on prend

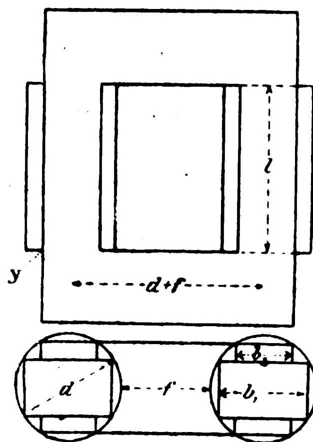


Fig. 1 et 2.

$b_1 = 0{,}85d$ et $b_2 = 0{,}53d$. La surface utilisée est alors $0{,}786 . d^2 . \pi/4$, soit 78,6 % de la surface du cercle. Par suite de l'isolant interposé entre les tôles, on n'utilise que 66,7 % de la surface du cercle. Si les noyaux et les culasses ont la même section, le poids de fer est donné par la formule : $G_e = \frac{\gamma_e}{1000} Q_e(2l + 2f + 2d + 2b_2)$,

$$G_e = \frac{2 \cdot \gamma_e}{1000} Q_e(l + f + 1{,}53\, d).$$

Le poids du cuivre est, pour une longueur moyenne d'enroulement $\left(d + \frac{f}{2}\right)\pi$:

$$G_k = \frac{\gamma_k}{1000} \cdot Q_k \cdot \left(d + \frac{f}{2}\right)\pi.$$

Comme $Q_e = a_e \cdot d^2 \frac{\pi}{4}$ et $Q_k = a_k . f . l$,

on a : $G_e = \frac{2 \cdot \gamma_e \cdot a_e}{1000} \cdot \frac{\pi}{4} d^2(l + f + 1{,}53\, d)$,

$$G_k = \frac{\gamma_k \cdot a_k}{2 . 1000} \cdot \pi \cdot f \cdot l \cdot (2d + f).$$

Les pertes sont :

$$V_e = v_e . G_e \quad \text{et} \quad V_k = v_k . G_k .$$

$$V_e = \frac{2 . a_e \cdot \gamma_e \cdot v_e}{1000} \cdot \frac{\pi}{4} d^2(l + f + 1{,}53\, d),$$

$$V_k = \frac{a_k \cdot \gamma_k \cdot v_k}{2 . 1000} \cdot \pi \cdot f \cdot l \cdot (2d + f).$$

Si l'on désigne par α le rapport des pertes v_e/v_k, on a : $\beta = \frac{G_e}{G_k} = \alpha \cdot \frac{v_k}{v_e}$,

et l'on peut écrire :

$$\frac{2 . a_e \cdot \gamma_e \cdot v_e}{1000} \cdot \frac{\pi}{4} d^2 (l + f + 1{,}53\, d)$$
$$= \alpha \cdot \frac{a_k \cdot \gamma_k \cdot v_k}{2 . 1000} \cdot \pi \cdot f \cdot l \cdot (2d + f),$$
$$d^2(l + f + 1{,}53\, d) = \alpha \cdot \frac{a_k \cdot \gamma_k \cdot v_k}{a_e \cdot \gamma_e \cdot v_e} \cdot f \cdot l \cdot (2d + f).$$

En désignant par S l'expression : $\alpha \cdot \frac{a_k \cdot \gamma_k \cdot v_k}{a_e \cdot \gamma_e \cdot v_e}$, il vient :

$$d^2(l + f + 1{,}53\, d) = S . f . l . (2d + f). \quad (2)$$

Si l'on tient compte du rapport des poids seulement, on pose, en remarquant que $\beta = \alpha \cdot \frac{v_k}{v_e}$:

$$S = \beta \cdot \frac{a_k \cdot \gamma_k}{a_e \cdot \gamma_e}.$$

D'après l'équation (1_a) on a, en introduisant l'expression : $F_e \cdot F_k = \frac{d^2\pi}{4} \cdot f \cdot l$:

$$d^2 \cdot f \cdot l \cdot = \frac{4}{\pi} \frac{KVA . 1000}{0{,}111 \cdot \frac{B . \delta}{1000} \cdot a_e \cdot a_k} \cdot \frac{100}{2\nu}.$$

Le deuxième membre sera désigné par R d'où :

$$d^2 f . l = R. \quad (3)$$

En éliminant f entre les équations (2) et (3), on obtient :

$$l^2 = ld\left\{\frac{2RS}{d^4} - 1{,}53\right\} + \frac{R}{d^2}\left\{\frac{RS}{d^4} - 1\right\}.$$

La solution de cette équation est :

$$l = \frac{d}{2}\left(\frac{2RS}{d^4} - 1{,}53\right) + \sqrt{\frac{d^2}{4}\left(\frac{2RS}{d^4} - 1{,}53\right)^2 + \frac{R}{d^2}\left(\frac{RS}{d^4} - 1\right)}.$$

On peut simplifier l'équation qui devient :

$$l = d\left\{\left(\frac{R . S}{d^4} - 0{,}765\right) + \sqrt{\left(\frac{RS}{d^4} - 0{,}765\right)^2 + \frac{RS}{d^4} \cdot \frac{1}{S}\left(\frac{RS}{d^4} - 1\right)}\right\}. \quad (4)$$

où l'on a : $R = \frac{4}{\pi} \frac{KVA . 1000}{0{,}111 \cdot \frac{B . \delta}{1000} \cdot a_e . a_k} \cdot \frac{100}{2\nu}$

et $$S = \alpha \frac{a_k \cdot \gamma_k \cdot v_k}{a_e \cdot \gamma_e \cdot v_e}$$

ou $$S = \beta \frac{a_k \cdot \gamma_k}{a_e \cdot \gamma_e}.$$

R et S sont donc indépendants des valeurs

individuelles de B et δ : le produit Bδ est seul contenu dans R. L'expression RS/d^4 a une grande importance : sa valeur est à peu près invariable pour tous les transformateurs de même type bien construits. On peut donc la désigner comme « constante de grandeurs » pour les transformateurs à section ronde. Sa valeur moyenne est, dans ce cas, de 1,6 environ.

Pour établir un transformateur, on peut donc tirer la valeur de d de cette constante $d = \sqrt[4]{\frac{RS}{1,6}}$. Les utilisations a_e et a_k sont déterminées d'après l'expérience acquise ; les chiffres de pertes v_e et v_k sont donnés par les matériaux employés. B et δ sont fixés d'après le rendement à obtenir.

Il est souvent avantageux de donner à RS/d^4 plusieurs valeurs comprises entre 1,3 et 1,9 et de grouper les résultats dans un tableau, de façon à pouvoir jeter facilement un coup d'œil sur les dimensions de plusieurs transformateurs à peu près équivalents et choisir le plus convenable.

Exemple. — Transformateur de 100 KVA à 50 périodes. Le noyau de fer doit pouvoir être utilisé pour des tensions atteignant 10 000 volts. Le refroidissement devant être assuré par un bain d'huile, on choisit :

$$B = 11\,000 \qquad \delta = 1,8.$$

D'après l'expérience, on sait que, pour $B = 11\,000$, on peut admettre $v_e = 3,5$. Pour une conductibilité de 48 environ, on a :

$$v_k = 2,34\delta^2 = 7,6.$$

Le noyau étant établi sans canaux de ventilation, on a $a_e = 0,667$.

D'après l'expérience, on a, pour cette tension et cette charge, $a_k = 0,3$. En outre, on choisit $\alpha = V_e/V_k = 1$, c'est-à-dire que l'on admet des pertes égales dans le fer et dans le cuivre à pleine charge. Le rapport des poids est alors :

$$\beta = \frac{G_e}{G_k} = \alpha \frac{v_k}{v_e} = 1 \frac{7,6}{3,5} = 2,17.$$

On a :

$$R = \frac{4 \cdot 100 \cdot 1\,000}{\pi \cdot 0,111 \cdot 11 \cdot 1,8 \cdot 0,667 \cdot 0,3} \cdot \frac{100}{2 \cdot 50} = 290\,000$$

et

$$S = 1 \cdot \frac{7,6 \cdot 8,9 \cdot 0,3}{3,5 \cdot 7,7 \cdot 0,667} = 1,135$$

$$RS = 329\,200.$$

Le tableau 1 résume les valeurs trouvées pour différentes valeurs de RS/d^4.

TABLEAU I

$\frac{RS}{d^4}$		1,0	1,3	1,5	1,6	1,7	1,8	2,0	2,5
d^4		329 200	253 000	219 300	205 500	193 500	182 800	164 600	131 700
d^2		574	503	468	453,50	440	428	406	363
$Q_e = 0,667 \frac{\pi}{4} d^2$		301	264	245,70	238	231	224,50	213	190,50
$f.l = \frac{R}{d^2}$		505	577	620	640	659	678	715	800
d	cm.	23,95	22,43	21,62	21,27	20,98	20,67	20,15	19,05
$l = d\left\{\left(\frac{RS}{d^4} - 0,765\right) + \sqrt{\ldots}\right\}$	cm.	11,27	29,80	39,60	44,15	48,70	53,00	61,40	81
f	cm.	44,80	19,30	15,65	14,48	13,53	12,79	11,63	9,88
$G_e = \frac{2.7,66}{1\,000} \cdot Q_e(l + f + 1,53\,d)$	kgr.	427	337	332	332	333,50	335	339	351
$G_k = \frac{G_e}{2,17}$	kgr.	197	155	153	153	153,50	154,30	156	162
$V_e = V_k$	Watts	1 494	1 178	1 162	1 162	1 168	1 172	1 185	1 228
V	Watts	2 988	2 356	2 324	2 324	2 336	2 344	2 370	2 456
Rendement	°/o	97,01	97,65	97,68	97,68	97,67	97,65	97,63	97,54
Dispersion pour des enroulements simplement concentriques	°/o	»	6,20	3,80	3,25	2,80	2,50	2,10	1,55

Il est remarquable que l'on trouve seulement, pour de fortes variations de RS/d^4, des différences sensibles dans la quantité de métal actif et dans le rendement. On peut donc partir de ce rapport comme d'une variable indépendante de ces grandeurs. Au contraire, la longueur du noyau varie considérablement, et, avec elle, la dispersion du transformateur. Celle-ci est calculée au moyen de la formule de Kapp :

$$\text{dispersion} = 1{,}32 \frac{(\text{KVA par noyau})(d+f/2)\left(y+\frac{s_1+s_2}{3}\right)}{(\text{volts par tour})^2\, l_m} \cdot \frac{2\nu}{100}\ {}^0/_0,$$

formule dans laquelle :

y représente la distance de cuivre à cuivre entre primaire et secondaire ;

s_1 et s_2 les épaisseurs des bobines primaire et secondaire ;

$d+f/2$ le diamètre moyen dans le canal entre l'enroulement secondaire et primaire ;

l_m la longueur de noyau moyenne bobinée.

La formule a été trouvée très suffisamment rigoureuse pour ces formes de transformateurs.

Pour terminer, l'auteur donne une expression commode du courant à vide des transformateurs.

Partant de la formule $H = \frac{4\pi}{10} \frac{zJ}{l}$,

on tire l'équation du courant à vide :

$$J_0 = 16{,}2 \frac{G_e \cdot \left(\frac{B}{1000}\right)^2}{\text{KVA} \cdot \mu \cdot} \cdot \frac{2\nu}{100}\ {}^0/_0,$$

formule dans laquelle H indique l'intensité de champ, l la longueur du circuit magnétique, J_0 le courant à vide et μ la perméabilité.

B. L.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Études sur la résonance en télégraphie sans fil. — **Pierce.** — *Physical Review*, mars 1906.

L'auteur a continué ses études sur la résonance dans les circuits employés pour la télégraphie sans fil ([1]). Ses expériences ont porté sur le système à accouplement direct. Le poste transmetteur contenait un auto-transformateur au lieu du dispositif Tesla employé dans les expériences précédentes. Les oscillations à haute fréquence étaient produites par la décharge d'un condensateur à travers quelques tours d'une bobine d'inductance intercalée dans le circuit de l'antenne. L'auteur a trouvé que la résonance n'est jamais aussi aiguë qu'avec le système à accouplement électromagnétique employé dans les expériences précédentes. Le récepteur était accordé au moyen d'une capacité variable placée en shunt. L'auteur a trouvé que, avec un circuit transmetteur constant et une source invariable d'ondes, le courant reçu dans l'antenne réceptrice, accordée au moyen de la capacité branchée en shunt, est proportionnel au carré de la hauteur de l'antenne réceptrice mesurée à partir de la « terre effective ».

L'auteur a vérifié expérimentalement les résultats de la théorie qui assimile la terre à un contrepoids ou à une image de l'antenne aérienne ; pour cela il a comparé les courbes de résonance obtenues avec différents circuits reliés à la terre avec les courbes correspondantes obtenues quand la terre était remplacée par une « image » de l'antenne. Les résultats de ces comparaisons montrent que la théorie indiquée est exacte et que l'effet produit par la terre est bien équivalent à celui produit par une « image ».

R. V.

Expériences de télégraphie sans fil avec des cerfs-volants. — **W. Fawcett.** — *The Electrician*, 7 avril 1906.

Le Dr Graham Bell, l'inventeur du téléphone, a fait, au poste de Columbia Pike Station, des expériences sur l'utilisation des cerfs-volants pour la télégraphie sans fil. Les cerfs-volants employés sont de type tétraédrique, formés de cellules juxtaposées. Ces appareils, qui s'élevaient à une distance de 600 mètres et plus, étaient tenus par un fil d'acier (corde à piano) que l'on déroulait au fur et à mesure au moyen d'un dévidoir supporté par une lourde masse en fonte et muni d'un petit frein à main. Outre ce fil d'acier, le cerf-volant emportait l'antenne télégraphique, consistant en un fil ordinaire de 120 mètres de longueur. Avant de lancer le cerf-volant principal, on lançait un petit cerf-volant pilote construit de la même façon que le grand,

([1]) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIII, 17 juin 1905, page 429.

c'est-à-dire à nombreuses cellules tétraédriques.

Dans les expériences faites, on a pu recevoir des messages du poste de Washington Navy Yark, situé à quelques kilomètres de la station de Galibe sur la côte de New-Jersey et du steamer Bermudian, situé à cent soixante kilomètres de New-York et à plus de 570 kilomètres du cerf-volant. Les expériences ont été limitées à la réception des messages, et on n'a fait aucun essai de transmission, à cause de l'absence d'appareils transmetteurs au lieu des essais, mais ces études seront prochainement reprises d'une façon plus complète.

Le type de cerfs-volants employé par le Dr Bell repose sur l'utilisation d'éléments triangulaires qui permettent au cerf-volant de s'orienter de lui-même suivant la direction du vent et présentent une puissance ascensionnelle considérable comme poids très léger. Ces éléments étaient en bois recouvert de soie et étaient groupés sous forme d'une pyramide triangulaire. Les expériences ont montré que ces appareils peuvent rendre d'excellents services comme supports d'antennes.

R. V.

Communications par télégraphie sans fil entre les îles Andaman et la terre ferme. — *The Electrician*, 27 avril 1906.

A la fin du mois d'août 1904, des expériences ont été entreprises pour relier au moyen de la télégraphie sans fil Port-Blair (île Andaman du Sud) à la terre ferme et au réseau télégraphique des Indes. La distance à franchir était de 490 kilomètres. Entre les deux, on devait établir également un poste à Table Island, située à 205 kilomètres de la terre et à 285 kilomètres de l'île de South Adaman (Port-Blair).

Le système adopté fut le système Lodge Muirhead. Quatre mâts furent établis à chaque poste : leur hauteur était de 47 mètres environ. Peu après, on reconnut la nécessité de remplacer ces mâts par sept mâts plus grands. A la fin du mois de décembre 1904, on put recevoir pendant dix minutes les premiers messages ayant franchi la distance de 490 kilomètres. La puissance mise en jeu au transmetteur était de 36 volts $\times$ 15 ampères, soit environ 2/3 cheval. A partir du milieu du mois de février 1905, les communications ont été assurées d'une façon permanente à part les interruptions dues à des circonstances fortuites. A ce moment, la transmission était assurée au moyen d'une bobine d'induction de 50 centimètres alimentée par des accumulateurs : à la réception, on employait des cohéreurs à charbon et acier avec un récepteur téléphonique, ou bien un cohéreur Lodge-Muirhead avec un syphon-recorder.

Au mois de mars 1905, on remplaça les bobines d'induction et les accumulateurs par des transformateurs et des alternateurs de 3 chevaux : les communications furent, à partir de ce moment, beaucoup plus distinctes. Le trafic s'est élevé à environ 10 000 mots pendant le mois d'avril et à 14 000 mots pendant le mois de mai. Un cyclone détruisit, à la fin de ce mois, toutes les tentes contenant les appareils et entraîna une interruption de service de quelques jours. Au mois de juin, les orages produisirent de fréquentes perturbations dans le service : le transformateur et l'alternateur furent sérieusement endommagés, au poste de la terre ferme, par un coup de foudre. Le trafic s'était élevé à 12 000 mots avant cette avarie. Les nombres de mots transmis en juillet, août, septembre, octobre et novembre se sont élevés à 18 542, 21 286, 21 408, 27 398 et 26 938 mots.

La vitesse moyenne de transmission a été de 17 à 20 mots par minute en fonctionnement régulier.

R. V.

TÉLÉGRAPHIE & TÉLÉPHONIE

***Méthodes pour déterminer les défauts dans les lignes téléphoniques.* — M. Freimark.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 19 avril 1906.

L'auteur indique quelques-unes des méthodes courantes employées en Amérique pour localiser les défauts dans les lignes téléphoniques.

Une perte à la terre, contact d'un fil avec l'enveloppe de plomb des câbles, est décelée au moyen d'un téléphone que l'on intercale entre la source de courant reliée à la terre et le fil à vérifier : s'il se produit un bruit dans le téléphone au moment du contact, il y a une perte à la terre. En cas de court-circuit ou de croisement de deux fils, on relie la batterie à l'un d'eux, et le téléphone entre l'autre pôle de la batterie et le second fil.

Si l'on doit vérifier auparavant avec quel autre conducteur un fil est croisé, on emploie le montage de la figure 1. Sur ce schéma, K représente les fils croisés, C deux condensateurs

dont la présence évite que la lampe d'appel fonctionne, B la source de courant, T un téléphone et U un interrupteur : avec la pointe mé-

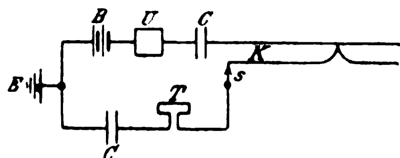


Fig. 1.

tallique S, on essaie tous les fils jusqu'à ce que l'on entende dans le téléphone le ton correspondant au courant intermittent.

La détermination du point du défaut est généralement effectuée au moyen du pont de Wheatstone avec une batterie comprenant en général quatre éléments.

Le montage pour la mesure d'une résistance est indiqué par la figure 2. Sur ce schéma, A et

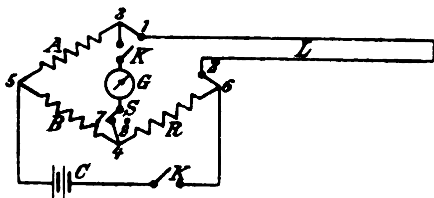


Fig. 2.

B représentent les bras du pont invariables, R la résistance variable, G le galvanomètre, C la batterie, KK des interrupteurs de courant pour le galvanomètre et la batterie, 1 et 2 des bornes pour la résistance inconnue, S un commutateur. Le bras A consiste généralement en trois résistances de 1,10 et 100 ohms, le bras B en trois résistances de 10, 100 et 1000 ohms : les deux bras sont disposés de telle façon que leurs jonctions avec 3 et 4 puissent être inversées facilement. La résistance R contient des bobines de 1, 2, 2, 5, 10, 20, 20, 50, 100, 200, 200, 500, 1000, 2000, 2000 et 5000 ohms, c'est-à-dire en tout 11110 ohms, que l'on peut intercaler en enlevant des fiches. Depuis peu, on emploie aussi un pont à dix contacts glissants pour 1, 10, 100 et 1000 ohms. Si les bras A et B sont égaux entre eux, R est égale à la résistance cherchée quand le galvanomètre reste au zéro. Pour mesurer des résistances inférieures à un ohm, on prend A plus petit que B ; on fait l'inverse pour mesurer des résistances supérieures, mais le pont se prête mal alors à des mesures exactes.

Pour déterminer un défaut, on peut employer le montage de Murray ou celui de Varley. Le premier est indiqué schématiquement sur la figure 3. x et Y sont les distances du défaut F,

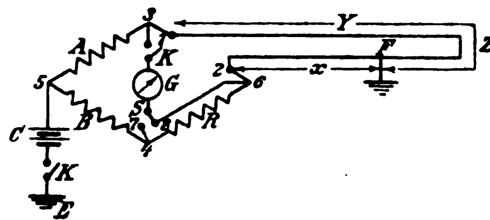


Fig. 3.

contact à la terre. La branche B est court-circuitée (B = o) ; la batterie C est reliée à la terre et le commutateur S au point 8. Quand l'équilibre est atteint, on a $A/R = Y/x$. La mesure avec le montage de la figure 2 donne $x + Y = L$, $Y = L - x$; d'où $A/R = (L - x)/x$ et $x = \frac{RL}{A + R}$.

Connaissant la résistance du fil par mètre, on détermine facilement la longueur qui correspond à x. Un inconvénient de cette méthode est que la résistance du fil varie avec la température et est plus élevée en été qu'en hiver : l'écart peut souvent atteindre 10 °/₀ pour des conducteurs souterrains et plus pour des conducteurs aériens. Bien entendu, il faut employer partout des contacts excellents n'introduisant aucune résistance additionnelle : les prises de contact peuvent avantageusement être réalisées par des pinces à mâchoires.

Le montage de Varley est le même que celui de la figure 3, mais le commutateur S est placé sur le plot 7. On a $L = x + Y$; $Y = L - x$; quand $A = B$, on a $R + x = Y = L - x$; d'où

$$R = L - 2x \qquad (a)$$
$$x = (L - R)/2 \qquad (b)$$

$(L - 2x)$ représente la partie de la boucle comprise entre le défaut et le point de jonction à l'extrémité Z. La résistance de cette portion (ligne d'aller et de retour) a la valeur R d'après l'équation (*a*). On peut donc déterminer de deux façons la distance du défaut :

Si la ligne a partout la même résistance et une longueur connue l, $R/l/L$ représente la distance entre le défaut et l'extrémité éloignée de la ligne ;

Si la longueur totale n'est pas connue, on trouve la distance d'après le produit entre la ré-

sistance R et le demi-nombre de mètres correspondant à 1 ohm.

Enfin, on peut déterminer la distance du défaut d'une troisième manière, avec la méthode de Varley, en s'appuyant sur la formule (*b*). On calcule la résistance x d'un côté du fil défectueux depuis le lieu de mesure jusqu'au défaut, c'est-à-dire la moitié de la différence des résultats trouvés d'après la mesure de la boucle et la mesure par la méthode de Varley. Ensuite on multiplie cette valeur par la longueur en mètres par ohm, afin d'obtenir la distance du lieu de mesure jusqu'au défaut.

La figure 4 montre la connexion à effectuer



Fig. 4.

entre les âmes pour la détermination de contacts à la terre, de courts-circuits et de croisements.

A. Contact à la terre : on relie 1 et 2 aux deux bornes libres du pont et la source de courant à la terre.

B. Court-circuit : 1 est relié à la batterie, 2 et 3 aux bornes du pont ; la batterie et le fil peuvent aussi être reliés à la terre.

C. Croisement : 1 et 2 sont reliés aux bornes du pont et la batterie au point 3, ou bien la batterie et le point 3 sont reliés à la terre.

Si un câble est complètement défectueux, les méthodes précédentes ne s'appliquent plus directement, car elles exigent au moins un fil non défectueux pour la mesure. Dans ce cas, on peut souvent se tirer d'embarras en se servant, comme ligne auxiliaire, d'une ligne voisine aérienne ou souterraine. On a alors affaire à deux lignes de longueurs différentes ou de résistances spécifiques différentes. La mesure est effectuée de la façon suivante :

On boucle d'abord (fig. 5) la bonne ligne en C et on mesure sa résistance L_1. Ensuite, on relie un côté de A avec un côté de B en C et on détermine la résistance totale L. La troisième mesure est faite d'après la méthode de Varley, qui donne la résistance x. La distance entre le point B et le défaut F est alors égale à

$$\overline{BC}\,\frac{x}{L-(L_1/2)}.$$

Souvent, quand les diamètres des fils sont très inégaux, on n'obtient pas l'équilibre du pont

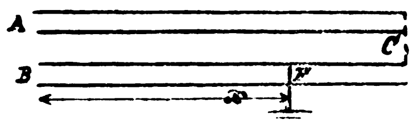


Fig. 5.

avec la méthode de Varley parce que la résistance x est supérieure à la moitié de la résistance totale de la boucle. Dans ce cas, on peut changer les deux fils aux bornes 1 et 2 (fig. 2) et l'on a $x=(L+R)/2$. On peut modifier de différentes façons les méthodes qui précèdent, et l'expérience montre quel est le meilleur procédé dans chaque cas.

Mesures d'isolement. — Ces mesures sont très simples et ont, en pratique, une grande importance, car elles permettent de prévoir et d'empêcher la formation de défauts dans les câbles. On opère de la façon suivante :

Un galvanomètre sensible à shunt variable $(1/(N-1))$ est relié en série avec une résistance étalon W, de 100 000 ohms généralement, et une batterie B : la déviation α du galvanomètre est notée et la constante, c'est-à-dire la déviation pour 1 mégohm est $C=N.W.\alpha/1\,000\,000$. Une déviation de 1 degré sur l'échelle correspond donc à une résistance de C mégohms. Si l'on veut mesurer la résistance d'un fil par rapport à la terre, on réalise le montage que représente schématiquement la figure 6. La résistance d'isolement du fil par kilomètre est donnée alors par la

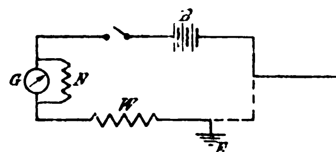


Fig. 6.

formule $J=\frac{C\times \text{longueur en kilomètres}}{\text{déviation}}$.

Il est bon de laisser la résistance W en circuit

pour protéger le galvanomètre. Cette résistance étalon peut être négligée vis-à-vis de la valeur réglementaire de 800 mégohms par kilomètre. Quand on emploie un galvanomètre non amorti, il est bon, pour économiser du temps, d'essayer d'abord les fils au moyen d'un téléphone pour voir s'il existe un contact à la terre, un court-circuit ou un croisement. Avec des appareils amortis et une batterie centrale, c'est moins nécessaire; avec une résistance de protection de 1/10 mégohm, on a, dans le cas d'un contact à la terre, $N\alpha = 10C$. Dans le cas d'un court-circuit, chaque fil donne la même déviation; dans le cas de croisements avec des fils sous courant, on obtient une déviation constante, qui se transforme en une autre déviation constante dès qu'on inverse la source de courant: en effet, une fois, les deux courants agissent dans le même sens; dans l'autre cas, ils agissent en sens contraire.

Si l'on veut mesurer l'isolement mutuel de deux fils, on ferme le circuit sur le second fil au lieu de le fermer sur la terre.

Avec un pont de Wheatstone, on peut souvent déterminer assez exactement des défauts d'isolement présentant une résistance de 1 à 1 1/2 mégohm. Pour cela, on emploie le montage de la figure 7 : pour éviter que le galvanomètre relié

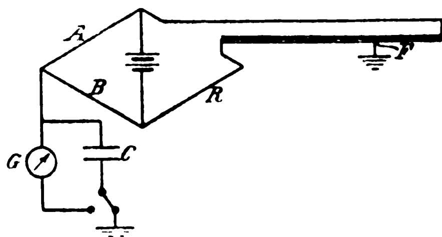


Fig. 7.

à la terre indique une déviation due au potentiel de celle-ci, on emploie un condensateur C que l'on décharge dans le galvanomètre, et l'on modifie la valeur du bras R jusqu'à ce que le condensateur ne prenne plus de charge, c'est-à-dire jusqu'à ce que le galvanomètre ne donne plus de déviations quand on le relie au condensateur.

Mesures de capacité. — On ne peut obtenir, dans ces mesures, une grande exactitude, mais elles permettent de se rendre compte de l'état du câble et ont pris, depuis l'application des bobines Pupin, une grande importance. La méthode la plus simple est celle de la déviation directe dont la figure 8 indique schématiquement le montage. En plaçant le commutateur *a* en 1, on intercale

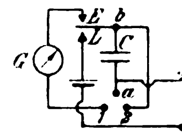


Fig. 8.

le condensateur-étalon C qui, en se déchargeant dans le galvanomètre balistique, donne la déviation α. On place ensuite le commutateur en 2, ce qui, par l'intermédiaire de la clé *b*, produit la charge et la décharge de la ligne, avec une déviation correspondante α_x. La capacité de la ligne est alors $x = (C/\alpha)\,\alpha_x$. Pour mesurer la capacité d'un fil par rapport à la terre, on relie la borne 3 à celle-ci : si l'on veut mesurer la capacité mutuelle de deux fils, on relie le second à la borne 3. Pour éviter des inexactitudes, il est bon de disposer C de telle façon que sa capacité puisse être mesurée avec la même source de courant que *x*.

On emploie souvent aussi la méthode de Thomson (fig. 9). Les deux clés *a* étant en

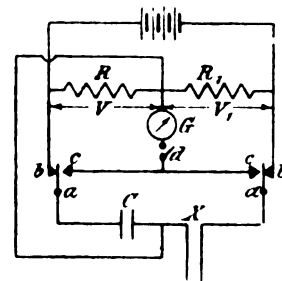


Fig. 9.

contact avec les points *b*, C et *x* prennent des charges qui, au moment où on laisse remonter les clés *a* contre *cc*, s'équilibrent jusqu'à un certain reste. En prenant la clé ***d***, on provoque la décharge de ce reste à travers le galvanomètre. En modifiant convenablement R_1 et R, on peut faire en sorte que C et *x* prennent la même charge, de façon que le galvanomètre reste au zéro au moment de la décharge. Soient Q_c et Q_x les charges, V et V_1 les tensions des deux condensateurs : on a :

$Q_c = VC$; $Q_x = V_1 x$; $Q_c = Q_x$; $V/V_1 = x/C$.

D'autre part, on a $V/V_1 = R/R_1$, d'où l'on tire :

$$x = C\,(R/R$$

On maintient R_1 invariable, par exemple à une valeur de 1 000 ohms : le rapport C/R_1 a une valeur constante et R seul est à modifier. Il faut que l'isolement soit excellent sans quoi une partie de la charge est perdue.

Dans ce dernier cas, on peut employer la méthode de la charge répartie (fig. 10). Soient E

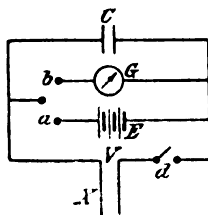


Fig. 10.

la tension totale et V la tension aux extrémités de la ligne à mesurer. On ferme A et on charge C : on a $Q = C_m E$. Ensuite on ouvre a, on ferme b et l'on obtient la déviation $\alpha = nQ$, n étant constant. On ouvre b, on ferme a et on charge c comme précédemment ; puis on ouvre a et l'on ferme d : la capacité se répartit sur C et x et l'on a : $C(E - V) = xV$. Finalement on ouvre d, on ferme b, on mesure la charge de C et l'on obtient la déviation $\alpha_1 = nQ_1$. On a :

$$Q_1 = Q - xV = CE - C(E - V) = CV$$

$$x = \frac{C(E - V)}{V} = C\frac{CE - CV}{CV} = C \cdot \frac{Q - Q_1}{Q_1}$$

$$x = C\frac{\alpha - \alpha_1}{\alpha_1}.$$

Pour toutes ces mesures, il est nécessaire que les conducteurs aient partout la même section, ou bien que l'on connaisse les points et la longueur où il y a, dans les câbles, des différences de section. E. B.

Commutateur téléphonique semi-automatique. — *Electrical Review*, 10 mars 1906.

On emploie depuis peu, en Amérique, sur les réseaux téléphoniques étendus, un nouveau système semi-automatique. Ce système consiste essentiellement dans le dispositif suivant. Quand l'abonné décroche son récepteur, un relais est excité au bureau et actionne un « chercheur » qui relie la ligne de l'abonné à une place libre et à un cordon vacant de cette place : la lampe à incandescence correspondante est alors allumée. Le courant qui alimente cette lampe traverse aussi un relais au moyen duquel l'employé faisant le service de cette place est mis en communication avec l'abonné : il peut ainsi demander à celui-ci le numéro désiré et établir la communication. L'établissement de cette communication a pour effet d'éteindre la lampe à incandescence, et l'employé est automatiquement coupé de la ligne, de sorte que les abonnés peuvent causer tranquillement ensemble sans craindre d'être entendus. L'employé est disponible pour d'autres appels. Lorsque les abonnés ont terminé leurs conversations et ont raccroché leurs récepteurs, il se produit automatiquement une rupture de la communication au bureau. Avec ce système, le personnel du bureau est continuellement occupé, mais sans être surchargé, car il ne peut pas se produire plus d'un appel à la fois sur une place de travail. La nuit, le dimanche, et aux heures de faible service, on peut diminuer comme l'on veut le nombre des employés. Le nouveau système permet une économie de place, de personnel et de matériel : en outre les communications sont établies avec beaucoup plus de rapidité et les cas où la communication ne peut pas être établie, faute de ligne, sont beaucoup plus rares. E. B.

MESURES

Nouveau wattmètre Duddell-Mather. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 4 mars 1906.

Cet appareil est établi sur le principe des électro-dynamomètres : il peut être employé, soit pour des tensions comprises entre 100 et 2 500 volts, soit pour des tensions atteignant 11 000 volts. L'appareil à haute tension est enfermé, avec tous ses accessoires, dans un coffret en verre : il possède deux groupes de deux bobines fixes d'intensité entre lesquels sont suspendues, par un fil de tension, deux bobines de tension contenant du fil fin. Un système amortisseur à air rend l'équipage mobile presque complètement apériodique. Les extrémités de toutes les bobines aboutissent à un petit tableau sur lequel l'introduction d'une fiche de contact détermine le nombre de tours actifs dans les bobines ainsi que la valeur de la résistance intercalée et, par suite, la sensibilité de l'appareil. Cette dernière est très considérable, car pour un courant de 1/8 d'ampère dans les bobines de tension et le courant normal dans les bobines d'isolement, on obtient, même pour un $\cos\varphi = 0{,}01$, une déviation de

56 millimètres. Il y a deux séries de résistances que l'on peut intercaler, l'une pour 1/80 ampère pour $\cos\varphi = 0,8$ à 1, et l'autre pour 1/8 ampère pour $\cos\varphi = 0,1$. Sous 125 volts, ces résistances ont 10 000 et 1 000 ohms. Elles sont formées d'une bande de soie de 17 à 25 centimètres de large dans laquelle sont tissés, avec la soie, des fils de manganin. Les bandes de soie sont placées en lignes sur des isolateurs et se refroidissent facilement. Ce type de résistance présente le minimum de capacité et d'inductance. La bobine de tension a une résistance de 100 ohms. Les wattmètres sont établis en trois grandeurs, pour 1, 10, 100 ampères : la constante k a pour valeur 0,0001, 0,001 ou 0,01. Si l'on relie toutes les bobines en série, l'appareil peut servir comme ampèremètre ou comme voltmètre : un courant de 1/10 ampère donne une déviation de 100 divisions. E. B.

Nouveau galvanomètre Duddell. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 25 mars 1906.

Cet appareil sert à la mesure des courants alternatifs de faible intensité, descendant jusqu'à 20 micro-ampères et de fréquence très élevée, de l'ordre de 120 000 périodes par seconde, comme on en rencontre en télégraphie sans fil. Il présente l'avantage d'être presque complètement dépourvu de self-induction, d'être à peu près apériodique, et de pouvoir être étalonné avec du courant continu.

Entre les pôles d'un puissant aimant permanent est suspendue, par un fil de quartz, une boucle de fil dont les extrémités sont fixées à un thermo-élément. Le fil porte un miroir. Au-dessous du thermo-élément, formé par du bismuth et de l'antimoine, est placé un circuit de chauffage parcouru par le courant à mesurer. La chaleur dégagée par ce circuit agit sur le thermo-élément qui produit dans la boucle un courant sous l'effet duquel celle-ci tourne d'un angle proportionnel au carré du courant. La sensibilité de l'appareil dépend évidemment de la nature du circuit de chauffage et de sa distance au thermo-élément. La sensibilité peut être modifiée par changement du circuit de chauffage et peut être réglée au moyen d'une vis. Dans les mesures sur courant continu, on peut placer un shunt en parallèle avec le circuit de chauffage. Il existe différents types de ces circuits, dont les résistances sont comprises entre 1 et 2 000 ohms : à la sensibilité minima, 2 000 micro-ampères donnent une déviation de 10 millimètres ; à la sensibilité maxima, 12 micro-ampères donnent la même déviation. Au-dessous de 40 ohms, les circuits de chauffage consistent en fils métalliques ; au delà de ce chiffre, ils consistent en un dépôt de platine sur des plaques en quartz.

E. B.

Nouvel appareil apériodique universel Hartmann et Braun.

Cet appareil universel est établi pour fonctionner sur courant continu et permet d'effectuer les mesures de courant, de tension, d'isolement et de résistance ; il a été construit de manière à réduire au minimum les connexions et les montages pour les différentes mesures à effectuer. Le galvanomètre est à bobine mobile se déplaçant dans le champ d'aimants permanents. Ce n'est pas la même bobine qui sert pour les mesures de courant et de tension : l'appareil galvanométrique comprend, en réalité, deux appareils électriquement et mécaniquement distincts l'un de l'autre et placés dans la même carcasse. Les mesures de courant et de tension peuvent ainsi être effectuées simultanément, et l'on peut établir chaque bobine pour qu'elle présente le meilleur fonctionnement possible dans les conditions où elle travaille. Le voltmètre, qui consomme environ 5 milliampères pour la déviation totale, porte plusieurs graduations qui s'étendent jusqu'à 750 volts. Par suite de sa grande sensibilité, le voltmètre peut servir pour les mesures d'isolement. L'ampèremètre fonctionne avec des shunts variables qui peuvent être soit séparés, soit réunis ensemble. On est parvenu à rendre les indications de l'ampèremètre indépendantes des variations de température et à obtenir un excellent fonctionnement de cet appareil pour une chute de tension de 30 à 50 millivolts aux bornes du shunt. L'amortissement des aiguilles est presque apériodique et permet de suivre les variations de courant : on n'a pas rendu l'appareil complètement apériodique pour éviter les erreurs qui peuvent être facilement commises dans ce cas.

La partie inférieure de la carcasse porte un pont de Wheatstone dont la disposition est à peu près semblable à celle habituellement employée. Le fil de mesure, calibré avec grand soin, présente une résistance spécifique très élevée ;

une échelle est placée au-dessous de lui. Les résistances de comparaison sont divisées en cinq échelons de 0,1, 1, 10, 100 et 1 000 ohms.

E. B.

Galvanomètre à cadre mobile pour courants alternatifs. — **H. Abraham.** — *Académie des Sciences*, 30 avril 1906.

On peut mesurer des courants alternatifs de l'ordre du centième de micro-ampère avec un galvanomètre à cadre mobile dont le champ magnétique est créé par un électro-aimant excité par un courant alternatif de même fréquence. Pour les mesures très délicates, il peut être bon d'actionner cet électro-aimant au moyen d'un petit transformateur auxiliaire bien isolé.

La disposition générale est celle d'un galvanomètre d'Arsonval ordinaire. L'électro-aimant, en forme de couronne horizontale, est à pôles saillants intérieurs. Entre ces deux pôles se trouve placé le noyau de fer cylindrique, également feuilleté. Les différentes parties de l'appareil sont isolées à l'ébonite.

L'électro-aimant étant excité, si l'on ferme le circuit du galvanomètre sur une résistance faible, on voit le cadre mobile se fixer violemment dans la position où il n'est traversé par aucun flux. Si on l'écarte de cette position, il y est ramené par un couple directeur puissant qui s'ajoute au couple de torsion du fil. Il semble donc que la sensibilité de l'appareil doive se trouver énormément réduite.

Ce couple directeur provient du courant induit dans le cadre par le flux alternatif. Si ce courant était exactement en quadrature avec le champ, il ne produirait aucune déviation; le couple observé est dû au retard de phase que la self-induction du cadre impose au courant. Pour faire disparaître le couple, il n'y a qu'à faire disparaître le retard de phase.

Or, ceci est facile à obtenir. On met *en série* avec le cadre mobile une capacité shuntée par une résistance réglable. Cette deuxième partie du circuit avance la phase du courant, et, pour une valeur convenable de la résistance, on fait disparaître le retard de phase et, en même temps, le couple directeur.

On peut remarquer que la compensation est ainsi faite une fois pour toutes, et que le circuit du cadre mobile, suivi de la capacité shuntée, n'intervient plus que par sa résistance.

Le cadre mobile a, par exemple, une résistance de 200 ohms et une période d'oscillations de 10 secondes. La compensation du couple directeur est obtenue par la mise en circuit de un demi-microfarad shunté par une résistance de 330 ohms. Le galvanomètre, fermé sur une résistance de 2 000 ohms, est apériodique et son zéro est stable, à moins de un demi-millimètre près, l'échelle étant à un mètre de l'appareil. Dans ces conditions, la sensibilité est de 275 millimètres par micro-ampère.

DIVERS

Emploi de conducteurs granulaires pour la constitution de résistances de chauffage. — **Bronn.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, mars 1906.

Dans des expériences ayant pour but la fusion du verre dans des fours électriques, l'auteur a été conduit à abandonner l'emploi de l'arc électrique qui donnait de mauvais résultats, et à utiliser, comme résistance de chauffage, des fragments de charbon. Il a obtenu, dans cette voie, des résultats intéressants sur lesquels il donne quelques indications.

La teneur en cendres des différentes grosseurs de grains employés était la suivante :

GROSSEUR DE GRAIN		TENEUR EN CENDRES
INFÉRIEURE À	SUPÉRIEURE À	
1 mm	0 mm,5	0,16 %
2	1	0,14
3	2	0,15
4	3	0,14

On voit que cette teneur est à peu près la même pour les différentes grosseurs de grains.

Quand on intercale une couche de grains de charbon dans un circuit électrique, il se produit, aussitôt après le début du passage du courant, une diminution de la résistance électrique suivie d'une augmentation de la résistance qui atteint alors une valeur stable. La durée du phénomène dépend de la constitution du four dans lequel on place la couche de grains de charbon et de la tension employée. Après la phase d'amorçage, les variations de la résistance ohmique sont dues uniquement à la radiation calorifique du four : tant que l'énergie consommée est supérieure à l'énergie correspondant aux pertes de chaleur,

la résistance électrique diminue d'une façon continue. Si, au contraire, l'énergie absorbée par le four est inférieure à l'énergie perdue, la résistance électrique croît graduellement.

L'expérience suivante a permis de se rendre compte de ces variations. Un tube épais en matière réfractaire ayant un diamètre intérieur de 65 millimètres et une longueur de 60 centimètres environ fut placé verticalement sur une plaque de charbon servant à l'amenée du courant, rempli de grains de charbon et fermé par un cylindre de charbon servant aussi d'électrode. Le courant employé était du courant alternatif à 116—120 volts. Les mesures ont montré que, si l'on répète une même expérience sans rien modifier au dispositif, on ne retrouve pas, à chaque fois, la même diminution et recroissance de résistance au moment de l'amorçage. La durée de cette phase reste à peu près la même, mais la chute de résistance présente souvent des valeurs deux fois plus élevées dans une expérience que dans l'autre. Néanmoins, la valeur finale de la résistance ohmique, obtenue après la phase d'amorçage, est à peu près toujours la même dans les différentes expériences.

Quoique, pour un grand nombre d'applications, le phénomène de la phase d'amorçage ne soit pas gênant, il oblige à décupler (la résistance variant quelquefois dans le rapport de 1 à 10) la section des conducteurs, des fusibles et des interrupteurs.

L'explication du phénomène d'amorçage doit évidemment être cherchée dans la variation de la résistance de passage en fonction de la pression qui s'exerce sur les grains et dont dépend le contact entre ceux-ci. La dilatation de l'air interposé entre les grains doit sans doute jouer un rôle : tant que l'échauffement de l'air est plus rapide que le dégagement de ce gaz, il se produit une surpression et la résistance ohmique diminue : dès que l'échauffement se ralentit et que la surpression diminue, la valeur de la résistance augmente, et atteint une valeur stable quand la pression s'est équilibrée dans l'appareil. Il peut se faire que la quantité de gaz en jeu dans ce phénomène soit beaucoup plus considérable qu'on ne se l'imagine à première vue, car le charbon absorbe une quantité considérable de gaz et de vapeurs. Quand une couche de charbon, saturée d'air, d'humidité et d'autres gaz, est échauffée par le passage du courant, il se produit une forte dilatation de ces gaz qui détermine la surpression par laquelle le contact entre les particules est rendu plus intime.

On doit donc pouvoir diminuer la chute de résistance qui se produit au moment du passage du courant en choisissant une faible tension que l'on élève progressivement. Un autre moyen consiste à faciliter l'échappement des gaz en adoptant une forme d'appareil appropriée. L'auteur a fait différentes expériences qui ont permis de vérifier l'exactitude de cette façon de voir : avec des grains de graphite et des grains de charbon, il a obtenu des courbes de résistance électrique qui présentent une chute et une augmentation très peu marquée. En imbibant les grains de charbon de différentes solutions, il a pu constater ensuite une très forte variation de résistance pendant le phénomène d'amorçage. De même, en répétant après plusieurs jours de temps humide des essais faits par un temps sec sur des grains déterminés, il a constaté l'exactitude de son hypothèse.

Après le phénomène d'amorçage, les résistances en grains de charbon se comportent de deux façons différentes suivant les cas. Si la température de l'ensemble reste inférieure à la température pour laquelle le charbon brûle ou s'oxyde, la résistance conserve, pendant très longtemps, une valeur invariable. Si, au contraire, la température est trop élevée, la résistance ohmique diminue peu à peu par suite du coefficient de température du charbon, reste ensuite à peu près invariable, puis croît rapidement. Il faut donc, pour l'établissement de fours électriques à résistance granulaire, veiller particulièrement sur le dimensionnement et la disposition de l'appareil. E. B.

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome XLVII. Samedi 26 Mai 1906. 13e Année. — N° 21.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

ÉNERGIE, DURÉE, AMORTISSEMENT ET RÉSISTANCE DES ÉTINCELLES OSCILLANTES

Les études faites dans ces dernières années en télégraphie sans fil ont attiré l'attention sur les propriétés des éclateurs intercalés dans des circuits électriques et sur l'influence que ceux-ci exercent sur la répartition du courant et de la tension, ainsi que sur la durée et l'amortissement des décharges.

Des expériences antérieures, faites avec de très fortes résistances dans le circuit de fermeture de condensateurs, ont montré qu'en première approximation l'énergie des étincelles peut être supposée proportionnelle à la durée de la décharge, quand la résistance du circuit est au moins de l'ordre d'un mégohm. Les expériences faites par Koch avec des résistances comprises entre 5 000 et 100 000 ohms ont confirmé ces résultats : cet auteur a trouvé, comme conclusion de son étude, que la caractéristique de l'étincelle concorde avec celle de l'effluve pour la décharge continue et est bien représentée, comme celle-ci, par l'équation :

$$v = a + \frac{b}{i},$$

v et i étant la différence de potentiel et le courant, a et b des constantes variables avec la longueur d'étincelle.

Il en résulte que l'énergie des étincelles est donnée par l'équation :

$$f = \int vidt = aq_1 + bt_1, \qquad (1)$$

dans laquelle q_1 représente la quantité d'électricité déchargée et t_1 la durée de la décharge. Quand la résistance du circuit de fermeture a une valeur élevée, q_1 est faible et t_1 est relati-

vement grand : on peut négliger le premier membre vis-à-vis du second, ce qui concorde avec les résultats des mesures rappelées plus haut.

On peut établir alors l'équation générale de la décharge d'un condensateur en tenant compte de l'énergie des étincelles. L'équation connue :

$$p\frac{dq}{dt}\frac{d^2q}{dt^2}+r\left(\frac{dq}{dt}\right)^2+\frac{q}{c}\frac{dq}{dt}=0,$$

dans laquelle p et r désignent la self-induction et la résistance du circuit de décharge, c la capacité du condensateur et q sa charge au temps t, prend la forme suivante :

$$p\frac{dq}{dt}\frac{d^2q}{dt^2}+r\left(\frac{dq}{dt}\right)^2+\left(\frac{q}{c}-a\right)\frac{dq}{dt}+b=0. \qquad (2)$$

On peut intégrer cette équation dans quelques cas importants en pratique, et il existe plusieurs méthodes pour déterminer les constantes a et b qui caractérisent les étincelles.

Les trois cas que l'on peut distinguer sont les suivants :

1° La self-induction p est négligeable ;

2° La résistance r est négligeable ;

3° Le travail bt_1 est négligeable.

Décharges des condensateurs pour de fortes résistances et de faibles self-inductions.

Si l'on intercale de fortes résistances liquides dans le circuit de fermeture, l'influence de la self-induction est limitée à une fraction relativement petite de la durée de décharge au début et à la fin de celle-ci, et peut être généralement négligée. On peut donc poser $p=0$ dans l'équation (2), et l'on obtient l'équation simplifiée

$$\left(\frac{dq}{dt}\right)^2+\frac{1}{r}\left(\frac{q}{c}-a\right)\frac{dq}{dt}=-\frac{b}{r} \qquad (3)$$

d'où l'on tire

$$\frac{dq}{dt}=\frac{1}{2r}\left\{-\left(\frac{q}{c}-a\right)\pm\sqrt{\left(\frac{q}{c}-a\right)^2-4br}\right\}. \qquad (4)$$

Cette équation peut être intégrée facilement, si l'on pose :

$$\left(\frac{q}{c}-a\right)=x; \qquad x+\sqrt{x^2-4br}=y.$$

On obtient la formule :

$$t=rc\left\{2br\frac{1}{[v_0-a+\sqrt{(v_0-a)^2-4br}]^2}-\frac{1}{[v-a+\sqrt{(v-a)^2-4br}]^2}+\text{Log}\,\frac{v_0-a+\sqrt{(v_0-a)^2-4br}}{v-a+\sqrt{(v-a)^2-4br}},\right. \qquad (5)$$

dans laquelle $v=q/c$, et v_0 est le potentiel initial ou potentiel explosif.

Les équations 4 et 5 donnent la tension et le courant en fonction du temps : on peut les représenter graphiquement par des courbes.

La fin de la décharge et le *potentiel final* ou potentiel résiduel sont donnés par l'équation :

$$v_r-a=2\sqrt{br}. \qquad (6)$$

En introduisant dans l'équation (5) la valeur de $v=v_r$, on trouve la *durée de la décharge*

$$t_1=rc\left[\text{Log}\,g+\frac{1}{2g^2}-\frac{1}{2}\right], \qquad (7)$$

en posant, pour abréger :

$$g=\frac{v_0-a+\sqrt{(v_0-a)^2-4br}}{2\sqrt{br}}.$$

Il se produit des *décharges intermittentes* quant $t_1 = 0$, ou quand $2 \log g + \frac{1}{g^2} = 1$ c'est-à-dire $g = 1$.

En désignant par $\bar{r}$ la résistance pour laquelle commence la décharge intermittente, on a :

$$\bar{r} = \frac{(v_0 - a)^2}{4b}. \qquad (8)$$

L'équation (7) montre que la durée de décharge atteint un maximum quand la résistance augmente. La valeur r_m de r, correspondant à ce maximum, est donnée par l'équation

$\partial t_1/\partial r = 0$, ou $$2 \operatorname{Log} g + \frac{2}{g^2}\left(1 + \frac{1}{8} \frac{v_0 - a}{\sqrt{(v_0 - a)^2 - 4br_m}}\right) = 1 + \frac{v_0 - a}{\sqrt{(v_0 - a)^2 - 4br_m}}.$$

Une solution approchée de cette équation est la suivante :

$$r_m = 0{,}105 \frac{(v_0 - a)^2}{b}$$

ou

$$r_m = 0{,}42\, \bar{r},$$

qui correspond à peu près à $g = e$ ou à $\log g = 1$.

Décharges des condensateurs pour de très faibles résistances.

Le circuit de fermeture est supposé constitué par un fil gros et court en cuivre, de telle façon que le second terme de l'équation (2) puisse être négligé et que celle-ci devienne :

$$p \frac{dq}{dt}\frac{d^2q}{dt^2} + \left(\frac{q}{c} - a\right)\frac{dq}{dt} + b = 0. \qquad (9)$$

En intégrant, on trouve : $p\left(\frac{dq}{dt}\right)^2 + \frac{q^2}{c} - 2aq + 2bt = \frac{q_0^2}{c} - 2a\,q_0,$

en appelant q_0 la charge initiale (pour $t = 0$ et $dq/dt = 0$).

En introduisant l'intensité de courant $i = dq/dt$ et la tension $v = q/c$, on obtient l'équation :

$$i^2 = \frac{c}{p}(v_0 - v)(v_0 + v - 2a) - \frac{b}{p}t. \qquad (10)$$

Les décharges sont oscillantes et ont la période $\tau = 2\pi\sqrt{pc}$. L'équation (10) montre que l'étincelle produit un amortissement. En effet, la première amplitude pour $i = 0$ et $t = 0$ est $v = v_0$; la deuxième amplitude v_1, donnée par l'équation $c(v_0 - v_1)(v_0 + v_1 - 2a) = b\tau/2$, est plus petite que v_0. Pour $b = 0$, elle est $v_1 = -(v_0 - 2a)$: pour des valeurs de b différentes de zéro, on a $v_1 = -v_0 - 2a - \nu$, et ν est déterminé par l'équation :

$$\nu(2v_0 - 2a - \nu) = -\frac{b\tau}{2c}$$

$$\nu = (v_0 - a)\left[1 - \sqrt{1 + \frac{b\tau}{2c(v_0 - a)^2}}\right]$$

$$\nu = \frac{\pi b}{2(v_0 - a)}\sqrt{\frac{p}{c}} - \frac{\pi^2 b^2}{4(v_0 - a)^3}\frac{p}{c} + - \cdots \qquad (11)$$

Pour les étincelles de quelques millimètres de longueur, b est de l'ordre de grandeur de 1 watt, $v_0 - a$ est de l'ordre de grandeur de 10^3 à 10^4 volts : pour une capacité pas trop faible et une self-induction pas trop élevée, on peut donc négliger l'influence de b sur la décharge oscillante pour de faibles résistances. C'est le cas dans tout ce qui suit : par exemple, pour $c = 10^{-9}$ farad, $p = 1$ quadrant et $v_0 - a = 5000$ volts, on a $\nu = 5$ volts ou $1/1\,000$ de $(v_0 - 2a)$. On pourra donc poser $b = 0$ dans l'équation (2).

Décharges des condensateurs pour des résistances et des self-inductions de valeurs moyennes.

Outre la condition que ν soit petit vis-à-vis de $v_0 - 2a$, on admet que l'on a

$$4p > r^2c, \tag{12}$$

condition pour que la décharge soit oscillante. Dans l'équation (2) on peut négliger le dernier terme et écrire :

$$p\frac{dq}{dt}\cdot\frac{d^2q}{dt^2}+r\left(\frac{dq}{dt}\right)^2+\left(\frac{q}{c}-a\right)\frac{dq}{dt}=0. \tag{13}$$

On trouve en intégrant cette équation :

$$q=ac+\frac{1}{2}(q_0-ac)\,e^{-\frac{r}{2p}t}\left(1+\frac{1}{\sqrt{1+\frac{4p}{r^2c}}}\right)e^{\frac{r}{2p}\sqrt{1-\frac{4p}{r^2c}}\,t}+\left(1-\frac{1}{\sqrt{1+\frac{4p}{r^2c}}}\right)e^{-\frac{r}{2p}\sqrt{1-\frac{4p}{r^2c}}\,t}.$$

Cette solution se simplifie beaucoup si l'on néglige 1 vis-à-vis de $4p/r^2c$ et si l'on suppose r assez petit pour pouvoir négliger le terme qu'il multiplie : on trouve alors

$$q=ac+(q_0-ac)\,e^{-\frac{r}{2p}t}\cos\frac{t}{\sqrt{pc}}. \tag{14}$$

La durée d'oscillation est alors, comme dans la décharge sans étincelle :

$$\tau=2\pi\sqrt{pc}. \tag{15}$$

En calculant les oscillations successives, on voit que le rapport d'amortissement n'est pas constant, mais augmente quand l'amplitude diminue : pour une résistance suffisamment faible, la courbe des amplitudes n'est pas une courbe exponentielle mais une droite.

En ce qui concerne le courant, on a, en négligeant comme ci-dessus 1 vis-à-vis de $4p/r^2c$:

$$i=(v_0-a)\sqrt{\frac{c}{p}}\,e^{-\frac{r}{2p}t}\sin\frac{t}{\sqrt{pc}}. \tag{16}$$

On peut facilement calculer les amplitudes successives et déterminer l'amortissement : l'éclateur agit, dans ce cas, simplement comme une force contre-électromotrice analogue à la polarisation. En traçant la courbe du courant par le calcul et par l'expérience, on trouve une concordance parfaite.

Pour $r=0$, la décharge se termine lorsque $q_n = q_0 - 2nac$ est tombé à une valeur inférieure à $2ac$, ce qui donne, pour le nombre de demi-oscillations n, les conditions

$$q_0 > 2(n+1)\,ac$$

ou

$$n<\frac{q_0}{2ac}-1\,; \qquad n<\frac{v}{2a}-1.$$

Si l'on tient compte de l'amortissement dû à la résistance, on a :

$$n<\frac{\operatorname{Log}\left(\frac{v_0}{a}\frac{1-\alpha}{1+\alpha}+1\right)}{\log 1/\alpha}. \tag{17}$$

en posant, pour abréger :

$$\alpha=e^{-\frac{\pi}{\sqrt{\frac{4p}{rc}-1}}}. \tag{18}$$

La durée d'une décharge partielle est :

$$\tau=\pi\sqrt{pc} \quad \text{ou} \quad \tau=\frac{\pi}{\sqrt{\frac{1}{pc}-\frac{r^2}{4p^2}}}.$$

La *durée* totale *de décharge* est alors donnée par l'équation suivante :

$$t_1 = n\tau = \frac{\pi(v_0 - v_r)}{2a}\sqrt{pc} \qquad \text{ou} \qquad t_1 = \frac{n\pi}{\sqrt{\frac{1}{pc} - \frac{r^2}{4p}}}.$$

L'énergie des étincelles de la décharge partielle est donnée par l'équation (1) : dans ce cas, la quantité d'électricité déchargée est $q_0 + q_1$; pour la deuxième, elle est $(q_1 + q_2)$, etc. L'énergie totale d'étincelles de la décharge est donc :

$$f = a(q_0 + 2q_1 + 2q_2 + \cdots 2q_{n-1} + q_n),$$

les valeurs de q_1, q_2... étant déterminées au moyen de l'équation de q. En conservant toujours la notation α pour simplifier l'écriture, on obtient, en remplaçant q_0, q_1, q_2... par leurs valeurs, l'équation :

$$f = ac(1+\alpha)\left[v_0\frac{1-\alpha^n}{1-\alpha} - a\left[2n - 1 + (2n-3)\alpha + (2n-5)\alpha^2 + \cdots + \alpha^{n-1}\right]\right]$$

$$f = acv_0\frac{1+\alpha}{1-\alpha}(1-\alpha^n)\left[1 - \frac{a}{v_0}\left(\frac{2n}{1-\alpha^n} - \frac{1+\alpha}{1-\alpha}\right)\right]. \qquad (19)$$

Pour des valeurs de la résistance voisines de la résistance limite $2\sqrt{p/c}$, on a $n = 1$ et

$$f = ac(1+\alpha)(v_0 - a), \qquad (19_a)$$

expression dans laquelle α est très petit.

Pour de très petites résistances, α a une valeur voisine de l'unité, et l'on a comme valeur limite :

$$f = 2nac(v_0 - na). \qquad (19_b)$$

Détermination des constantes a et b.

Dans ce qui précède, on a appris à calculer l'énergie, la durée et l'amortissement : il ne reste plus qu'à déterminer les constantes a et b. Il existe pour cela plusieurs méthodes différentes.

1° On peut s'appuyer sur l'équation (6) et observer les potentiels finaux v_r pour différentes valeurs de la résistance r ;

2° On peut s'appuyer sur la caractéristique de l'effluve $v = r + (b/i)$, puisque, d'après Koch, la caractéristique des étincelles courtes est identique à celle-ci ;

3° On peut s'appuyer encore sur l'équation (8) qui donne la valeur limite pour laquelle la décharge simple se transforme en décharge intermittente, et observer expérimentalement le moment de ce passage au moyen d'un miroir tournant, et, négligeant, pour les étincelles suffisamment longues, la valeur de a qui est petite vis-à-vis de v_0, écrire $b = v_0^2/4r$.

4° On peut également calculer b en s'appuyant sur la valeur r_m de la résistance correspondant à la durée maxima de l'étincelle que l'on détermine au moyen du miroir tournant.

5° On peut déterminer a d'après la valeur du potentiel final pour la résistance $2\sqrt{p/c}$, puisque, dans ce cas, la valeur de a est à peu près égale à cette valeur.

6° On peut encore mesurer de différentes façons l'énergie des étincelles et en déduire les constantes cherchées, d'après l'équation (1) : les valeurs de a et b seraient déduites de plusieurs systèmes de valeurs de f, q_1 et t_1. Les mesures sont difficiles à effectuer. Pour des valeurs pas trop faibles de la résistance, on peut déterminer a par des mesures d'énergie de décharges oscillantes, en s'appuyant sur l'équation (19), d'où l'on tire :

$$a = \frac{v_0}{2}\frac{1}{\frac{2n}{1-\alpha^n} - \frac{1+\alpha}{1-\alpha}}\left[1 - \sqrt{1 - \frac{2f}{F}\frac{1-\alpha}{1+\alpha}\frac{1}{1-\alpha^n}\left(\frac{2n}{1-\alpha^n} - \frac{1+\alpha}{1-\alpha}\right)}\right],$$

où α a la valeur déjà indiquée et où $F = v_0^2 c/2$. Il faut connaître la capacité, le self-induction, la résistance, le potentiel explosif v_0, l'énergie f et le nombre de décharges partielles n : ce dernier peut être déterminé avec une exactitude suffisante d'après les autres grandeurs, si α n'est pas trop voisin de l'unité, au moyen de la formule (17). Même sans connaître n, on peut déterminer des valeurs limites de a, car n est compris entre 1 et ∞, et l'on a :

pour $n = 1$: $$a = \frac{v_0}{2}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{2}{1+\alpha} \cdot \frac{f}{F}}\right)$$

pour $n = \infty$: $$a > \frac{v_0}{2} \cdot \frac{f}{F} \cdot \frac{1-\alpha}{1+\alpha}$$

On en déduit les valeurs limites suivantes pour la grandeur a :

$$\frac{v_0}{2}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{2}{1+\alpha} \cdot \frac{f}{F}}\right) > a > \frac{v_0}{2} \cdot \frac{f}{F} \cdot \frac{1-\alpha}{1+\alpha}. \qquad (21)$$

Ces valeurs limites se rapprochent d'autant plus l'une de l'autre que la résistance a une valeur plus considérable. On peut donc obtenir une valeur de a suffisamment approchée pour pouvoir ensuite, au moyen de l'équation (17), déterminer n.

7° Enfin, on peut déterminer a en observant l'amortissement des décharges oscillantes pour de très faibles résistances, de façon que l'amortissement dû à la résistance soit négligeable. D'après les équations (14) et (16), la différence des amplitudes de courant et de tension successives est constante et son rapport à la première amplitude est égal à $2a/(v_0 - a)$ pour la courbe de courant, et à $2a/q_0$ pour la courbe de tension. La détermination de ce rapport donne donc a, et peut être faite au moyen d'un tube de Braun en employant des rayons cathodiques déviés électrostatiquement ou électromagnétiquement.

Valeurs numériques de a et b pour différentes distances explosives.

1° En s'appuyant sur la première méthode pour le calcul des constantes a et b, les observations de différents expérimentateurs conduisent aux résultats indiqués par le tableau I.

TABLEAU I

LONGUEUR D'ÉTINCELLES δ mm.	a Volts	b Watts	OBSERVATEUR
0,5	353	0,260	Koch
0,5	357	0,223	—
1,0	377	0,636	—
1,0	401	0,488	—
1,0	371	0,727	L'auteur
1,5	404	0,910	Koch
1,5	412	0,925	—
2,0	425	1,35	—
2,0	654[1]	1,05[2]	L'auteur
3,0	876[1]	1,68	—
3,0	594	1,26	—

2° La deuxième méthode donne les valeurs les plus exactes de a et b d'après la détermination de la caractéristique de l'effluve. Les valeurs de a et b, ainsi trouvées par Koch, sont indiquées dans le tableau II (colonnes 2 et 3).

TABLEAU II

LONGUEUR D'ÉTINCELLES δ mm.	a Volts	b Watts	a calculé	b calculé
0,4	334	0,276	335	0,240
0,6	356	0,366	352	0,360
1,0	387	0,600	386	0,600
1,4	418	0,835	421	0,840
2,0	472	1,20	473	1,20

Ces valeurs de a et b s'appliquent au cas où les électrodes de l'éclateur sont en laiton : avec des électrodes en zinc, on trouve pour 1 millimètre des valeurs peu différentes ($a = 403$ volts; $b = 0,580$ watt). Les constantes a et b peuvent, d'après ces résultats, être représentées approximativement par une fonction linéaire de la distance explosive δ :

$$a = 300 + 8,64 . \delta \text{ volts} ; \qquad b = 0,600 . \delta \text{ watts}.$$

La concordance des valeurs ainsi calculées avec les valeurs observées est bonne, comme on le voit en comparant les colonnes 2 et 4 ou 3 et 5 du tableau II.

Des expériences très complètes ont été faites aussi par Stuchtey avec une cathode massive évitant l'échauffement dû au passage du courant. Les résultats trouvés pour a et b varient suivant les intervalles du courant sur lesquels portent les essais. Afin de pouvoir comparer ces résultats avec ceux de Koch, on a choisi le même intervalle que dans les expériences de cet auteur (5 à 20 milliampères). Les valeurs trouvées dans cet intervalle pour a et b sont indiquées dans le tableau III. Ce tableau contient aussi les valeurs calculées d'après les formules : $a = 340 + 70\,\delta$ volts ; $b = 0,568\,\delta - 0,025$ watts.

TABLEAU III

LONGUEUR D'ÉTINCELLES δ mm.	a Volts	b Watts	a calculé	b calculé
1	394	0,613	410	0,543
2	479	1,152	480	1,111
3	564	1,603	551	1,679
4	634	2,15	621	2,247
5	703	2,72	691	2,815
6	740	3,54	761	3,383

3° On a trouvé, pour les résistances pour lesquelles se produit la décharge intermittente, les valeurs suivantes :

longueur d'étincelles.	1	2	3 millimètres,
résistance r.	6	12	12 mégohms,
d'où l'on déduit, $(v_0 - a)$.	4 990	8 210	10 690 volts.

On en déduit, comme cela a été indiqué, les valeurs de b.

$$b = 1,0, \qquad 1,4, \qquad 1,5 \text{ watts}.$$

4° Les résistances r_m ont été trouvées égales à 5 mégohms pour une distance explosive de 2 millimètres, et 6,2 mégohms pour une distance explosive de 3 millimètres. On en déduit, en employant la valeur indiquée précédemment pour $v_0 - a$:

$$b = 1,4 \text{ watts} \quad \text{pour} \quad \delta = 2 \text{ mm.} ; \qquad b = 1,95 \text{ watts} \quad \text{pour} \quad \delta = 3.$$

5° et 6°. La cinquième méthode n'a pas encore été employée. La sixième a été utilisée par

plusieurs expérimentateurs. Les valeurs de *a* et de *n* (nombre de décharges partielles) calculées d'après les résultats de Lindemann, sont indiquées par le tableau IV.

TABLEAU IV

r Ohms	0,5 mm.		1,0 mm.		1,5 mm.		2,0 mm.	
	a	n	a	n	a	n	a	n
5,25	216	5	378	5	»	»	»	»
10,1	238	2	433	2	610	2	»	»
15,0	212	2	355	2	506	2	640	2
19,93	234	1	399	1	539	1	573	2
Moyenne. .	225	»	391	»	550	»	606	»

Pour des étincelles de 1 millimètre, la valeur de *a* concorde presque exactement avec celle obtenue d'après la décharge par effluves : pour $0^{mm},5$ elle est sensiblement plus faible et, pour de grandes distances explosives, plus grande que cette valeur.

7° Des mesures ont été faites, au moyen du tube de Braun, par Zenneck. Les différences des amplitudes de courant successives s'approchent, quand l'amplitude diminue, d'une valeur limite Δi dont le rapport à la première amplitude i_0 peut être déterminé sur les courbes de Zenneck. On a, par exemple, pour $c = 1,71 \cdot 10^{-9}$ farad, $p = 0,48$ quadrant et une distance explosive de 3 millimètres entre sphères de zinc, les résultats suivants :

pour $r = 60$ ohms ; $\Delta i / i_0 = 0,0544$ d'où $a = 0,0265\, v_0$;
pour $r = 140$ ohms ; $\Delta i / i_0 = 0,0800$ d'où $a = 0,0385\, v_0$.

Si l'on prend pour v_0 la valeur du potentiel explosif statique (11 400 volts environ), on trouve $a = 300$ ou 440 volts, valeurs sensiblement plus faibles que celles trouvées par les autres méthodes. Il est probable que cette valeur de v_0 est trop petite.

Les tableaux V et VI résument d'une façon complète les résultats qui précèdent et donnent les valeurs des constantes *a* ou *b* d'après les différents expérimentateurs.

TABLEAU V

Constante *a*.

δ mm.	a Volts	MÉTHODE	OBSERVATEUR	δ mm.	a Volts	MÉTHODE	OBSERVATEUR
0,5	353	1	J. Koch	2,0	425	1	J. Koch
	357	1	—		654	1	Heydweiller
	345	2	—		472	2	J. Koch
	225	6	Lindemann		479	2	Stuchtey
1,0	377	1	J. Koch		606	6	Lindemann
	401	1	—		420	6	Leppelmann
	371	1	Heydweiller	3,0	876	1	Heydweiller
	387	2	J. Koch		594	1	—
	394	2	Stuchtey		564	2	Stuchtey
	391	6	Lindemann		530	6	Leppelmann
1,5	404	1	J. Koch	4,0	634	2	Stuchtey
	412	1	—	5,0	703	2	—
	427	2	—				
	550	6	Lindemann	6,0	740	2	—
	340	6	Leppelmann				

TABLEAU VI

Constante b.

δ mm.	b Watts	MÉTHODE	OBSERVATEUR	δ mm.	b Watts	MÉTHODE	OBSERVATEUR
0,5	0,260	1	J. Koch	2,0	1,35	1	J. Koch
	0,223	1	—		1,05	1	Heydweiller
	0,321	1	—		1,20	2	J. Koch
1,0	0,636	1	—		1,15	2	Stuchtey
	0,488	1	—		1,4	3	Heydweiller
	0,727	1	Heydweiller		1,4	4	—
	0,600	2	J. Koch	3,0	1,68	1	—
	0,613	2	Stuchtey		1,26	1	—
	1,0	3	Heydweiller		1,60	2	Stuchtey
1,5	0,910	1	J. Koch	4,0	2,15	2	—
	0,925	1	—	5,0	2,72	2	—
	0,806	2	—	6,0	3,54	2	—

Durée de l'étincelle.

Comme on l'a vu, la durée de la décharge oscillante peut être calculée d'après la valeur de n que l'on détermine au moyen de l'équation (17). La durée de la décharge simple peut être calculée au moyen de l'équation (7). Le tableau VII indique les valeurs t_1 observées expérimentalement pour différentes résistances r et les valeurs calculées d'après l'équation (2).

TABLEAU VII

$\delta = 2$ mm.				$\delta = 3$ mm.			
r Mégohms	t_1 calc. sec.	t_1 obs. sec.	ÉCART	r Mégohms	t_1 calc. sec.	t_1 obs. sec.	ÉCART
0,85	0,0166	0,0150	— 0,0016	0,59	0,0125	0,0108	— 0,0017
3,20	0,0354	0,0398	+ 0,0044	1,22	0,0221	0,0208	— 0,0013
3,90	0,0389	0,0474	+ 0,0085	3,97	0,0428	0,0314	— 0,0114
5,47	0,0485	0,0500	+ 0,0015	5,36	0,0470	0,0407	— 0,0063
7,40	0,0416	0,0397	— 0,0019	6,65	0,0500	0,0387	— 0,0013
10,1	0,0333	0,0307	— 0,0026	9,03	0,0490	0,0337	— 0,0153
11,9	0,0235	0,0320	+ 0,0085	12,6	0,0378	0,0324	— 0,0054

Énergie de l'étincelle.

L'équation (1) permet de calculer l'énergie quand on connaît les constantes a et b : pour la décharge simple, il faut encore connaître la quantité d'électricité déchargée et le potentiel v_0. Pour les décharges oscillantes, l'équation (19) donne l'énergie de l'étincelle quand on connaît a, v_0, la capacité, la self-induction et la résistance. Le tableau VIII indique en joules les résultats obtenus par le calcul et par l'expérience. On voit qu'il y a une concordance satisfaisante.

TABLEAU VIII

r Mégomhs	$ac(v_0 - a - 2\sqrt{br})$	$b\,t_1$	f calc.	f obs.	ÉCART
		$\delta = 2$ mm. $a = 480$ Volt. $b = 1,11$ Watt.			
0,855	0,0355	0,0184	0,054	0,038	— 0,016
3,20	0,0250	0,0393	0,064	0,064	±
3,90	0,0228	0,0430	0,066	0,071	+ 0,005
5,47	0,0185	0,0536	0,072	0,076	+ 0,004
7,40	0,0137	0,0462	0,060	0,052	— 0,008
10,10	0,0081	0,0370	0,045	0,044	— 0,001
11,90	0,0048	0,0261	0,031	0,043	+ 0,012
		$\delta = 3$ mm. $a = 550$ Volt. $b = 1,68$ Watt.			
0,586	0,0584	0,0210	0,079	0,035	— 0,044
1,22	0,0526	0,0372	0,090	0,065	— 0,025
3,97	0,0374	0,0720	0,109	0.114	+ 0,005
5,36	0,0319	0,0790	0,111	0,083	— 0,028
6,65	0,0273	0,0840	0,111	0,071	— 0,040
9,03	0,0160	0,0823	0,098	0,065	— 0,033
12,60	0,0107	0,0635	0,074	0,054	— 0,020

Amortissement de l'étincelle.

Si l'on fait le calcul de l'amortissement, d'après la méthode indiquée, sur deux courbes trouvées par Zenneck, et si l'on compare les résultats ainsi obtenus avec les valeurs expérimentales observées par cet auteur, on trouve les résultats que résume le tableau IX.

TABLEAU IX

n	COURBE A_1		COURBE A_2	
	i_n/i_0 calc.	i_n/i_0 obs.	i_n/i_0 calc.	i_n/i_0 obs.
2	0,935	0,935	0,892	0,889
3	0,871	0,870	0,791	0,783
4	0,809	0,806	0,693	0,683
5	0,747	0,743	0,599	0,587
6	0,687	0,686	0,509	0,499
7	0,626	0,629	0,423	0,416
8	0,568	0,570	0,339	0,335
9	0,509	0,513	0,261	0,255

Conclusions.

Les conclusions de cette étude sont les suivantes :

La similitude, signalée par Koch, entre les caractéristiques de la décharge par étincelle et de la décharge par effluves, est confirmée pour des distances explosives atteignant 6 millimètres. Elle permet d'utiliser, pour les calculs, l'équation différentielle connue de Kirchhoff et Lord Kelvin. Dans certains cas, les simplifications possibles permettent d'inté-

grer cette équation, et les résultats qu'on en déduit par le calcul sont en bonne concordance avec les résultats expérimentaux. On peut trouver ainsi les constantes de l'étincelle, qui sont des fonctions linéaires de la distance explosive, et en déduire les valeurs des autres grandeurs intéressantes.

A. HEYDWEILLER (1).

NOUVEAU SYSTÈME DE RÉGLAGE DE LA TENSION POUR RÉSEAUX A COURANTS ALTERNATIFS

Sur des réseaux électriques assez étendus, alimentés par une seule usine génératrice, il existe souvent des tensions très différentes en divers points d'utilisation. Ces différences dans la tension peuvent se produire même pour des feeders calculés soigneusement pour les mêmes pertes de charge, l'augmentation graduelle de la consommation n'étant en réalité pas toujours conforme aux données admises pour le calcul. Tandis que, sur un feeder, la consommation reste inférieure aux prévisions, on constate sur un autre des débits inattendus, de sorte qu'aux points d'utilisation du feeder le plus chargé, la tension est sensiblement inférieure à celle du feeder qui n'atteint pas la consommation prévue.

Si le secteur ne dispose d'aucun moyen pour y remédier, cette chute de tension anormale peut devenir très désagréable aux consommateurs de courant. Le fournisseur d'énergie électrique peut, il est vrai, améliorer la situation soit en augmentant plus ou moins la section des feeders, soit en modifiant le rapport de transformation des transformateurs à l'extrémité d'un feeder à haute tension de manière à ce que, pour une tension primaire donnée, la tension secondaire soit un peu supérieure, soit enfin en élevant la tension du feeder en question au moyen d'un transformateur intermédiaire placé directement à l'usine centrale.

Si le premier procédé peut généralement être appliqué, il a l'inconvénient d'être très dispendieux dans le cas de canalisations souterraines ou de longues lignes aériennes ; c'est pourquoi on n'y a recours que très rarement en cas d'absolue nécessité. Quant aux deux autres procédés, ils supposent que cette forte charge du feeder et, par suite, la chute de tension qui en résulte, restent constantes. Comme cela est rarement le cas, l'emploi de ces deux procédés est très restreint.

Si la charge, et par suite la tension, sont soumises à d'importantes variations, il est nécessaire, pour obtenir aux points d'utilisation une tension constante, de régler cette tension à l'origine du feeder et d'après la consommation de courant sur le feeder ; ce réglage ne doit influencer ni la tension de la centrale, ni celle des autres feeders. Comme nous venons de le dire, les deux derniers procédés ne sont pas applicables dans ce cas.

On est alors conduit, ou bien à recourir à la solution fort coûteuse qui consiste à renforcer la section des feeders, ou bien à séparer complètement ce feeder des autres et à l'alimenter par une ou plusieurs machines dont la tension peut alors être réglée suivant les besoins du feeder. Comme on le conçoit aisément, ce dernier procédé est, dans la plupart des cas, très peu économique pour la centrale, mais, à défaut d'autre moyen, on est souvent obligé d'y avoir recours.

(1) Publié dans les *Drudes Annalen*, avril 1906.

On a cherché à régler la tension à l'origine du feeder par l'emploi du régulateur de potentiel en mettant en série avec la ligne les bobines de l'induit mobile. Suivant la position de ces bobines par rapport au flux produit par l'inducteur, il s'y développe une tension plus ou moins grande qui s'ajoute à la tension de la ligne. Mais l'application d'un appareil comme le régulateur de potentiel n'étant plus recommandable pour des tensions de plusieurs milliers de volts, il s'ensuit que ce moyen ne peut être utilisé aussi que dans des cas très rares. On pourrait évidemment abaisser la haute tension par un système de transformateurs et installer le régulateur de potentiel sur la basse tension ; le réglage de tension étant effectué, il faudrait alors retransformer cette basse tension en haute tension. Il est aisé de se rendre compte que ce mode de réglage est très coûteux, tant pour les frais d'installation que pour ceux d'exploitation, car il nécessite, outre le régulateur de potentiel, deux groupes de transformateurs capables de supporter chacun la charge totale de la ligne. D'autre part, la double transformation occasionne une perte constante d'énergie.

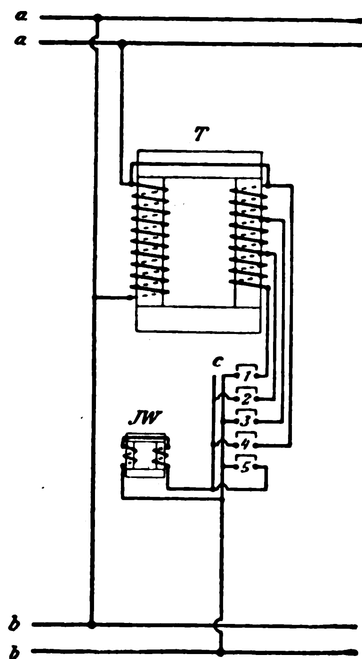


Fig. 1.

Nous décrivons ci-dessous un dispositif qui ne présente aucun des inconvénients précités et qui, néanmoins, assure un réglage parfait de la tension dans des limites quelconques ; il a surtout l'avantage de fonctionner parfaitement sur la haute tension.

Ce dispositif est utilisable pour courants mono, bi ou triphasés ; il se compose d'une combinaison d'interrupteurs à haute tension, ou « inséreur » et de résistances inductives en connexion avec un auto-transformateur. Ce dernier, qui produit la tension supplémentaire de réglage, est ici d'un emploi très avantageux, car, dans aucun cas, les élévations de tension pour le réglage d'un feeder n'atteignent plus de 10 °/₀ de la tension totale. C'est un transformateur à un seul système de bobines dont quelques-unes sont réglables et reliées à l'inséreur ; suivant la position de ce dernier, il se trouve plus ou moins de spires du transformateur en série avec la ligne et fournissant la tension supplémentaire.

L'usage de l'auto-transformateur permet de ne soumettre à la transformation qu'une petite fraction de l'énergie totale du réseau donnée dans chaque cas par la différence de tension et le courant total.

Les explications qui suivent permettent de se rendre compte de la façon dont le réglage peut s'effectuer sans interruption de courant.

La figure 1 donne le schéma de la disposition du régulateur de tension pour courant monophasé établi pour quatre tensions de réglage.

Les conducteurs *aa* sont reliés directement à la centrale et possèdent une tension constante ; T représente l'auto-transformateur dont l'enroulement excitateur est connecté aux deux conducteurs *aa* et dont les bobines de réglage sont en série avec l'un de ces deux conducteurs.

L'inséreur combiné à haute tension, composé des interrupteurs 1, 2, 3, 4, est connecté à la ligne sur laquelle on veut élever la tension, par l'intermédiaire de deux barres auxiliaires pouvant être mises en court-circuit au moyen d'un interrupteur. Si l'interrupteur 1 seul est fermé, la totalité des bobines du transformateur T se trouve insérée en série avec la ligne *aa*

et l'on a sur la ligne *bb* une tension qui est supérieure à celle de la ligne *aa* d'une quantité égale à la tension maxima de réglage.

Pour réduire la tension *bb*, il faudrait fermer l'interrupteur 2 au lieu de l'interrupteur 1. Si les barres auxiliaires *c* n'existaient pas et si les interrupteurs 1, 2, 3, 4 étaient branchés sur un seul conducteur relié au circuit *b*, la commutation ne serait pas possible, car une partie des bobines de réglage serait chaque fois exposée à un court-circuit, ou bien alors il faudrait auparavant couper la ligne.

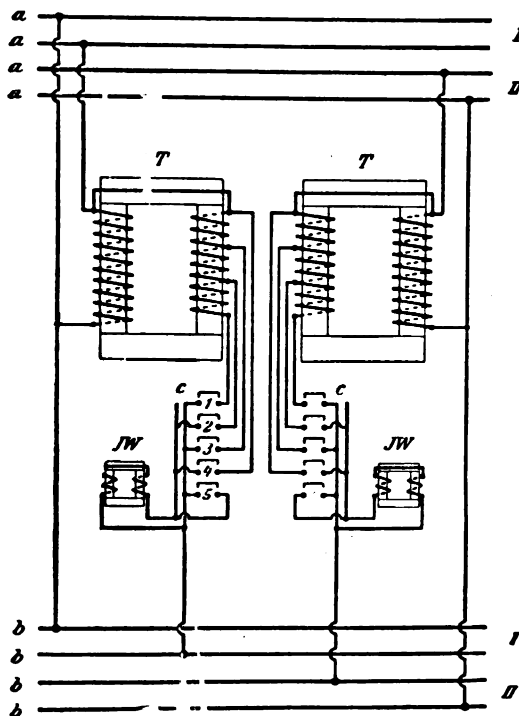


Fig. 2.

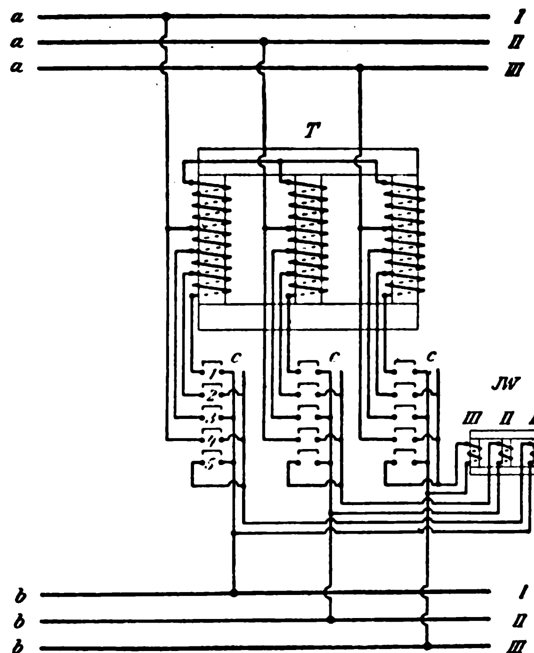


Fig. 3.

Pour éviter aussi bien les courts-circuits dans les bobines de réglage que l'interruption de courant, on a prévu des barres auxiliaires *c* reliées à l'interrupteur 5 et à la résistance inductive JW.

L'appareil fonctionne alors de la façon suivante :

Avant d'ouvrir l'interrupteur 1, on peut brancher l'interrupteur 2 sur les barres *c*, car entre 1 et 2 il n'y a plus de court-circuit possible, puisqu'il s'y trouve intercalé une résistance ohmique établie de façon que le courant dans les bobines réglables court-circuitées par cette résistance atteigne au maximum le courant de charge normale. On peut ensuite ouvrir l'interrupteur 1 sans interrompre le courant, et enfin on ferme l'interrupteur 5 pour retirer du circuit la résistance inductive JW.

Supposons que l'interrupteur 3 soit enclanché et que l'on veuille augmenter la tension ; on devra d'abord également enclancher l'interrupteur 2, puis on ouvrira 3 en le court-circuitant avec l'interrupteur 5.

Si, au contraire, c'est 2 qui est enclanché et que la tension soit également à élever, on déclanchera d'abord l'interrupteur 5, puis on fermera 1, et enfin l'on ouvrira 2.

Le dispositif de réglage est absolument le même pour courant diphasé pour lequel la

figure 2 donne le schéma correspondant, mais il faut deux auto-transformateurs au lieu d'un seul ; les interrupteurs unipolaires sont remplacés par des interrupteurs bipolaires ; la résistance inductive devient également bipolaire.

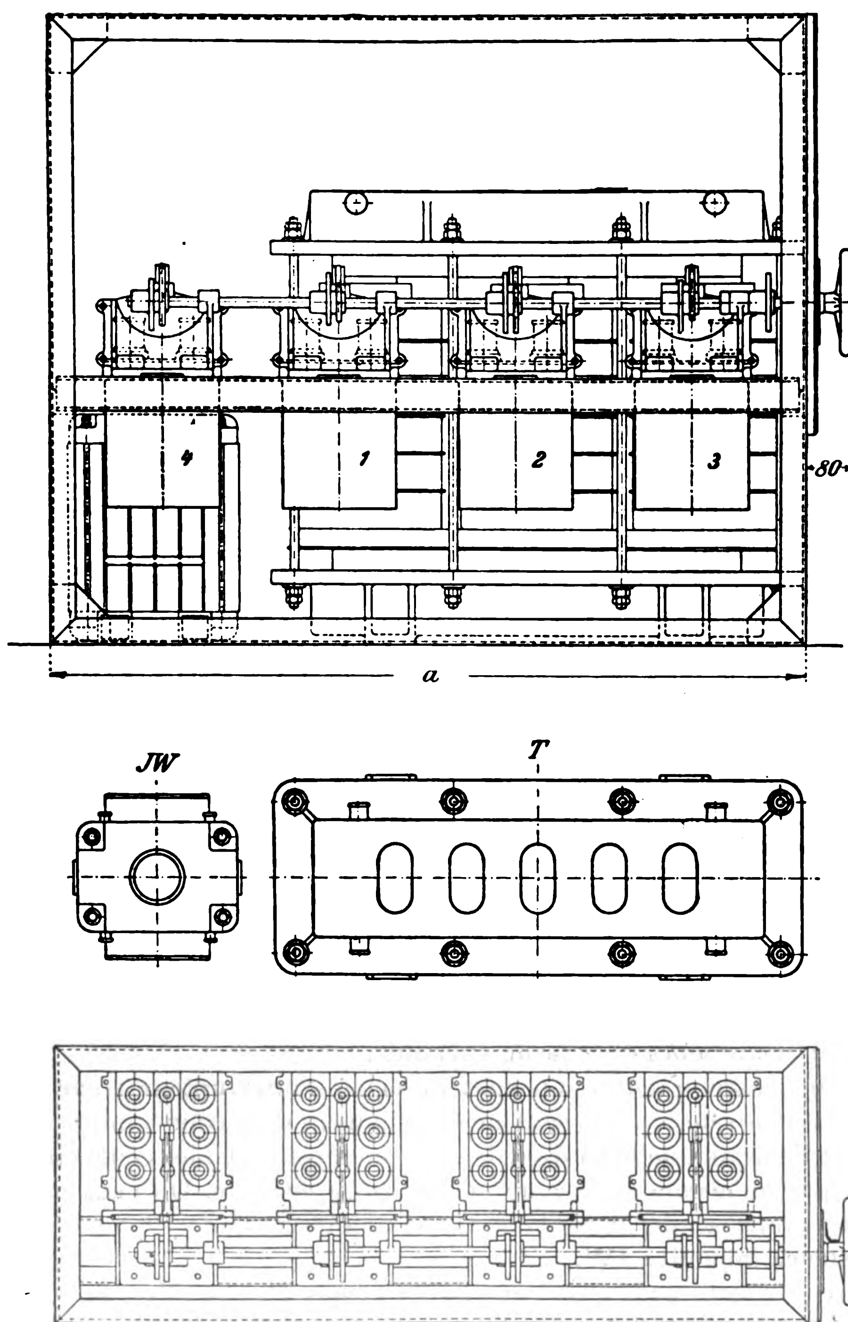


Fig. 4.

On peut de même utiliser ce système de réglage pour courants triphasés en adoptant un transformateur triphasé, des interrupteurs et une résistance tripolaires, suivant le schéma représenté par la figure 3.

De cette façon on peut, pour toutes les élévations de tension nécessaires, régler la tension d'un feeder sans interrompre le courant, en adoptant un interrupteur pour chaque intervalle 1-4, et pour tout le système un seul interrupteur auxiliaire 5 avec une résistance inductive. L'emploi de l'auto-transformateur conduit à un rendement excellent de tout le dispositif, car il ne nécessite que la transformation d'une faible partie de l'énergie à transporter ; d'un autre côté ce type de transformateur a déjà par lui-même un rendement bien plus élevé qu'un transformateur ordinaire, grâce au peu d'importance de ses pertes dans le cuivre et dans le fer.

Supposons un feeder transportant 500 kilowatts à la tension initiale de 6000 volts et admettons que, pour compenser la chute de tension à pleine charge, il soit nécessaire d'élever la tension de 600 volts, soit de 10 °/₀. Dans ces conditions, l'auto-transformateur devra être prévu pour une puissance de 50 kilowatts environ. Le rendement de ce transformateur étant de 98 °/₀, il donne donc lieu à une perte de 1 kilowatt environ, ce qui correspond à 0,2 °/₀ de 500 kilowatts. En d'autres termes, le dispositif complet travaillera avec un rendement de 99,8 °/₀.

Les données de construction de l'appareil sont partiellement indiquées dans la description qui précède.

Pour l'interrupteur de réglage ainsi que pour l'interrupteur auxiliaire, on peut prévoir un mécanisme de manœuvre commun permettant la commande de l'appareil soit à la main, soit automatiquement par un moteur mis en marche par un relais.

Cet appareil est breveté par la Société d'Électricité Alioth à Lyon et Münchenstein-Bâle qui le construit depuis six mois dans ses usines.

Un des premiers appareils sorti des ateliers de cette Société a déjà mis en évidence tous ses avantages.

Cet appareil fut établi sur la demande de la Société hydro-électrique de Montbovon-Fribourg (Suisse) et installé à Romont, l'un des principaux centres de distribution du réseau de cette Société, où il fonctionne depuis six mois. La ligne sur laquelle l'appareil est installé transporte environ 1000 kilowatts en courants triphasés à la tension composée de 8000 volts.

L'appareil a été établi pour une élévation de tension de 600 volts, de sorte qu'au point de départ la tension peut être élevée à 8600 volts. Il a été prévu 3 intervalles de réglage de 200 en 200 volts qui occasionnent chacun sur la basse tension une élévation de 3 volts.

La figure 4 donne une vue de l'appareil complet.

Le mécanisme commun de commande est constitué par un arbre portant des cames actionnant chacune un interrupteur. L'arbre lui-même est actionné à la main par un volant de commande ; afin que la manœuvre se fasse sans grand effort, les interrupteurs sont munis de contrepoids. Les interrupteurs sont du type dans l'huile, autant pour assurer un parfait isolement en raison de la tension assez élevée que pour permettre les commutations sous charge et sans formation nuisible d'étincelles. Un cliquet assure pour chaque intervalle de réglage une position bien déterminée de l'appareil de commande.

L'auto-transformateur et la résistance inductive peuvent, comme le montre la figure 4, être installés dans le voisinage immédiat de l'appareil.

Il est bon d'ajouter encore que le système de commande tel qu'il a été établi pour cet appareil rend tout à fait impossible toute fausse manœuvre pouvant donner lieu à des accidents.

Jacques Büchi.

L'USINE GÉNÉRATRICE DE LONG ISLAND

Les installations de traction électrique se multiplient et s'étendent avec une rapidité incroyable en Amérique et particulièrement dans les environs de New-York. Après l'électrification d'une assez longue section du Long Island Railroad, la Compagnie du Pennsylvania Railroad a entrepris la construction d'une voie souterraine passant sous l'Hudson River, sous l'East River et dans Long Island City. Pour l'alimentation en énergie électrique de cette vaste entreprise, il a fallu établir une usine génératrice grandiose, destinée à fournir le courant nécessaire au Pennsylvania Railroad et au Long Island Railroad.

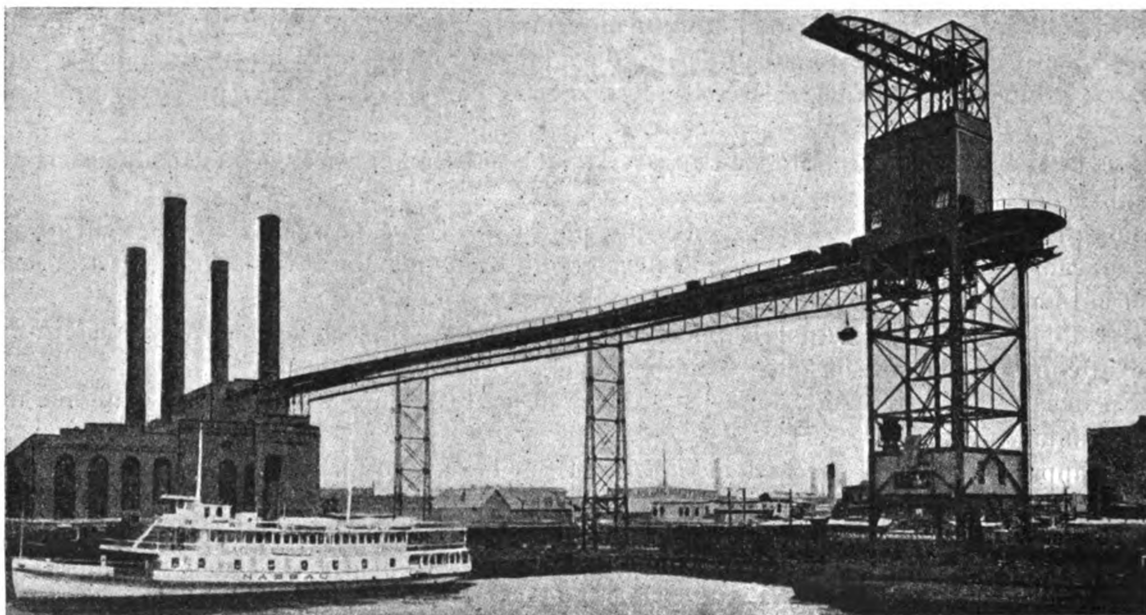


Fig. 1. — Vue générale de l'usine et des installations de déchargement et de transport du charbon.

Cette usine est établie sur le bord de l'East River, auprès de la station du Long Island Railroad. Sa capacité finale sera de 105000 kilowatts. Actuellement, elle vient d'être mise en service avec trois unités de 5 500 kilowatts auxquelles seront adjointes très prochainement trois autres unités de même puissance.

Par suite de la nature du sol, il a fallu, avant d'établir les *fondations,* enfoncer environ 10000 pieux de 10 à 12 mètres de longueur, placés à 75 centimètres environ les uns des autres. Tous ces pieux ont été noyés ensuite dans une couche de béton d'environ 15000 mètres cubes et le tout forme un ensemble extrêmement résistant.

Les *bâtiments* actuels, que représente la figure 1, ont environ 60 mètres de longueur sur 78 mètres de largeur à l'extérieur. La chaufferie a à peu près 32 mètres de largeur, la salle des machines 20 mètres et la galerie des appareils électriques 18 mètres. Toute la charpente est en fer. La partie supérieure du bâtiment des chaudières est formée par une vaste traînée à double entonnoir contenant plus de 5 000 tonnes de charbon.

Comme on le voit sur la figure 1, l'installation destinée au *déchargement* et au *transport du charbon* présente une importance et un développement très considérable. La plus grande

partie du combustible doit arriver par eau : exceptionnellement, l'usine peut aussi être alimentée par la voie ferrée. Sur le bord de l'eau est construite une tour de 52 mètres de hauteur reliée à l'usine par un pont en fer situé à 33 mètres de hauteur. Ce pont a 150 mètres de longueur et est formé de quatre portées. La tour contient digues et appareils de déchargement, des élévateurs, et une bascule automatique. De la partie supérieure de la tour, le combustible passe sur des wagonnets qui roulent sur une voie en boucle établie sur le pont : ces wagonnets, qui peuvent contenir chacun 2 tonnes, sont remorqués par un câble sans fin et peuvent transporter 152 tonnes de charbon par heure. La voie sur laquelle

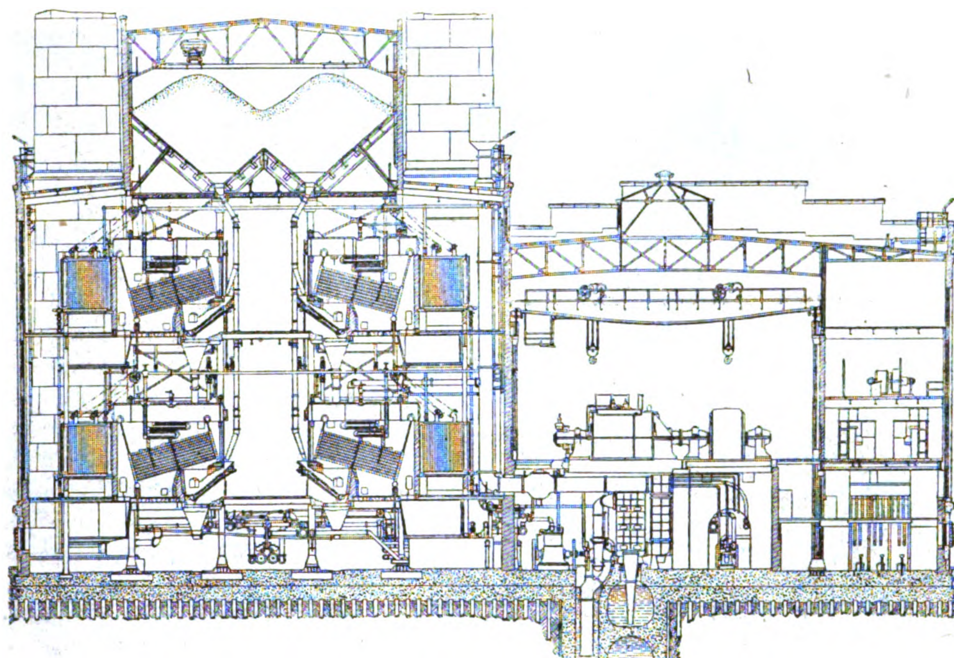


Fig. 2. — Vue en coupe de la disposition générale de l'usine.

roulent les wagonnets a 60 centimètres d'écartement et est constituée par des rails de 7 kilogrammes par mètre courant. Le câble sans fin est actionné par une machine à vapeur Westinghouse placée dans la tour. Cette machine, ainsi que celle des grues, est alimentée par une conduite de vapeur venant de la chaufferie. Au-dessous du pont supérieur, on aperçoit sur la figure 1 un second pont situé à 21 mètres de hauteur. Celui-ci est destiné au transport et au déchargement sur des wagons des cendres et des mâchefers.

La coupe de la figure 2 donne une idée nette de la *disposition générale de l'usine*.

La *chaufferie* contient deux étages de chaudières Babcok et Wilcox à tubes d'eau groupées en batteries de deux chaudières : actuellement il y a seize batteries dont huit en bas et huit en haut. La vapeur est produite sous une pression de $14^{kgr},5$ par centimètre carré. Chaque chaudière a une surface d'évaporation d'environ 500 mètres carrés et est munie d'un surchauffeur de 100 mètres carrés capable de surchauffer la température de la vapeur de 110°. La totalité des chaudières est répartie en quatre groupes de huit unités destinés chacun à alimenter une unité de 5500 kilowatts. Chaque chaudière est munie de grilles Roney à chargement automatique. Chaque groupe de huit chaudières est desservi par une cheminée et comporte deux économiseurs de 560 tubes.

La majeure partie de *l'eau d'alimentation* des chaudières provient des condenseurs à

•••

surface qui desservent les groupes électrogènes. Le complément d'eau douce nécessaire est emprunté aux conduites de la Montank Water C° et amené par deux conduits de 45 centimètres de diamètre. Cette eau passe dans des réchauffeurs et épurateurs Cochrane recevant la vapeur d'échappement des machines auxiliaires.

La *salle des machines*, dont la figure 3 donne une vue, contient actuellement 3 turbo-alternateurs Parsons de 5 500 kilowatts, auxquels on adjoindra très prochainement deux turbo-générateurs de 2 500 kilowatts pour l'éclairage, desservis par le quatrième groupe de chaudières.

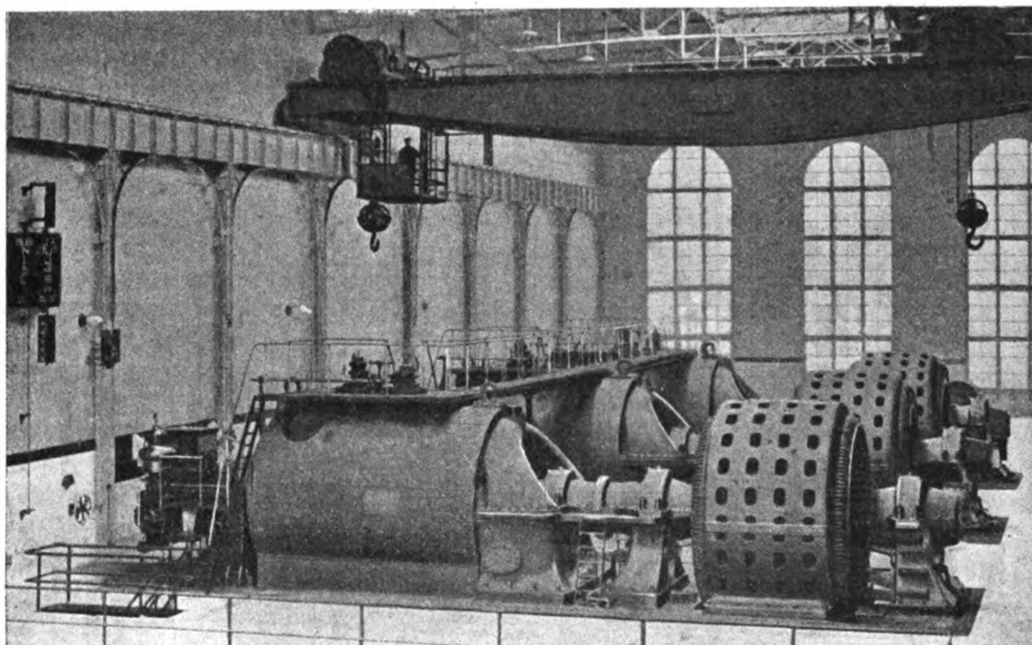


Fig. 3. — Vue de la salle des machines (état actuel).

Les turbines Westinghouse-Parsons de 5 500 kilowatts sont alimentées avec de la vapeur à $12^{kgr},7$ de pression par centimètre carré et fonctionnant avec un vide de 69 centimètres : chacune d'elles entraîne directement un alternateur Westinghouse de 5 500 kilowatts sous 11 000 volts qui produit des courants triphasés de fréquence 25. La vitesse de rotation d'un groupe est de 750 tours par minute. Les paliers sont à circulation d'huile sous pression et à refroidissement par circulation d'eau. La circulation d'huile est assurée par des pompes et des filtres, débitant 800 litres par minute sous une pression de 400 grammes par centimètre carré. Chaque groupe a $14^{m},50$ de longueur, 4 mètres de largeur et 4 mètres de hauteur. La consommation garantie de la vapeur saturée à une pression de $12^{kgr},7$ avec un vide de 69 centimètres est de $6^{kgr},95$ par cheval-heure effectif à pleine charge, $7^{kgr},3$ à trois quarts de charge, et $8^{kgr},2$ à demi-charge. Avec la vapeur surchauffée, on économise 12,5 °/₀ sur ces consommations.

Les *alternateurs* Westinghouse sont à inducteur tournant et à induit fixe. Ce dernier porte un enroulement de bobines faites sur gabarit et mises en place dans l'usine génératrice après montage et fixation du stator sur la plaque de fondation. Ces trois phases sont reliées en étoile : le point neutre de chaque alternateur est relié à une barre neutre au tableau, et

celle-ci est réunie à la terre par une résistance. L'inducteur tournant est tétrapolaire : il est formé de disques en acier portant des rainures profondes dans lesquelles sont logés les conducteurs. Les bobines sont formées de bandes de cuivre retenues par de solides cales en bronze. Le noyau porte des canaux de ventilation. L'arbre en acier au nickel a 50 centimètres de diamètre au clavetage du rotor et 40 centimètres de diamètre dans les paliers. Le courant d'excitation, sous 220 volts, est amené aux enroulements inducteurs par deux bagues sur lesquelles frottent des balais en charbon. Les alternateurs doivent pouvoir débiter 289 ampères par phase sous 11 000 volts pour $\cos \varphi = 0,8$ sans que l'élévation de température au bout de 24 heures atteigne 35°. Dans une surcharge de 50 °/₀ pendant deux heures, l'élévation de température ne doit pas dépasser 55°.

Le courant d'excitation nécessaire aux alternateurs est fourni par trois *groupes d'excitation*. Deux d'entre eux sont constitués chacun par une turbine Westinghouse-Parsons et une dynamo génératrice de 200 kilowatts tournant à une vitesse de rotation de 1 800 tours par minute. Le troisième est constitué par un moteur triphasé asynchrone de 290 chevaux à 440 volts entraînant une dynamo de 200 kilowatts montée sur le même arbre, avec les mêmes paliers et la même plaque de fondation. En outre une batterie d'accumulateurs de 110 éléments de 370 ampères-heure en une heure, complétée par un petit survolteur, permet d'assurer dans tous les cas le service d'excitation.

Chaque turbine de 5 500 kilowatts est desservie par un *condenseur* particulier placé en sous-sol. Ces appareils sont à surface, du type Alberger, et présentent une surface de refroidissement de 1 800 mètres carrés ; ils sont constitués par de petits tubes de bronze de $2^{cm},5$ de diamètre extérieur. L'eau de condensation est fournie par des pompes centrifuges doubles débitant 80 mètres cubes par minute : ces pompes sont entraînées par des machines à vapeur compound Westinghouse de 175 chevaux tournant à une vitesse de rotation de 225 tours par minute. La vapeur condensée est déversée dans des conduites à eau chaude et envoyée à la chaufferie par une pompe centrifuge qu'entraîne un moteur à courant continu de 15 chevaux à 220 volts tournant à une vitesse de rotation de 560 tours par minute. Le vide est fait dans chaque condenseur à surface au moyen d'une pompe à air sec à double effet entraînée par une machine à vapeur. Le diamètre et la course des cylindres de ces pompes sont de 60 centimètres.

Un point particulièrement intéressant dans l'installation des condenseurs réside dans les précautions prises pour éviter la destruction de ces appareils par des attaques électrolytiques dues aux courants vagabonds. Des mesures faites dans les environs de l'usine ont montré qu'il existe des différences de potentiel importantes produites par les courants vagabonds des différentes installations de traction. Pour éviter toute attaque électrolytique des condenseurs, on a shunté, dans l'intérieur de l'usine, les conduites et les condenseurs en intercalant, dans chaque conduite, un joint isolé et en reliant la portion antérieure de ce joint à un câble en cuivre de très forte section relié à la partie postérieure du condenseur : de cette façon la presque totalité du courant passe par le câble. En outre, on emploie des sous-volteurs dont le pôle positif est relié au câble formant shunt et dont le pôle négatif est connecté en sept points différents de chaque condenseur. Dans chaque circuit ainsi formé est intercalé un rhéostat réglé de façon que la différence de potentiel auxiliaire équilibre la force électromotrice due aux tubes de bronze, au fer de l'enveloppe et à l'eau. Les sept rhéostats sont réunis sur un panneau par chaque condenseur, et un voltmètre différentiel peut être branché sur chacun des circuits.

Le *tableau de distribution* comprend deux groupes de barres omnibus, un groupe de barres générales et un groupe de barres auxiliaires. Il est établi d'après le principe cellulaire bien

connu actuellement, avec interrupteurs à haute tension commandés à distance au moyen de relais et d'électro-aimants.

En résumé, on voit que cette usine génératrice de grande puissance qui représente le type moderne des usines américaines, offre à plus d'un point de vue des détails intéressants et méritait qu'on lui consacre quelques lignes de description.

O. Allen.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Théorie balistique de la décharge par étincelles. — **Schwedoff.** — *Drudes Annalen*, mai 1905.

D'après la théorie des ions, la décharge dans les gaz est produite par le mouvement des ions libres qui, en partie, existent dans les gaz à l'état libre, et en partie sont créés par des ionisateurs agissant sur les molécules gazeuses neutres. Aux ionisateurs, il faut encore rattacher l'énergie cinétique que les ions libres acquièrent dans le champ électrique.

A ces hypothèses fondamentales, on peut ajouter les hypothèses suivantes : L'énergie cinétique d'ions libres ne peut croître que sur la longueur de libre parcours entre les molécules gazeuses. Si l'ion rencontre, dans sa trajectoire, une molécule gazeuse, il abandonne à celle-ci son énergie totale. Sa vitesse moyenne doit rester constante et proportionnelle à l'intensité de champ. En outre, celle-ci est le seul facteur qui intervienne dans la formation d'ions. En ce qui concerne l'influence de la force électrique directement sur la molécule gazeuze neutre, celle-ci doit être si peu importante que l'on n'a pas à en tenir compte dans le calcul.

Ces hypothèses auxiliaires ne sont utiles que pour simplifier l'exposé de la théorie de la conductibilité dans les gaz. Kaufmann a indiqué que l'on n'a pas le droit de supposer la vitesse des ions simplement proportionnelle à la force électrique, et que l'on doit bien plutôt introduire l'accélération. Il envisageait seulement le cas des espaces vides d'air, mais, d'après l'auteur, on doit aussi tenir compte de l'accélération dans les gaz. En outre, on doit introduire, dans l'équation, la force retardatrice due à la résistance mécanique du milieu environnant.

L'auteur étudie le mouvement d'un ion dans un gaz comme celui d'un corps ordinaire dans l'air. Un ion libre tombe dans le champ électrique comme une sphère pesante tombe sous l'action de la pesanteur. Il subit ainsi la résistance mécanique du milieu. En même temps, l'auteur considère l'action de la force électrique sur les molécules de gaz neutres. Dans ces conditions, l'hypothèse fondamentale de la théorie consiste à admettre que la décomposition de la molécule gazeuse en ions libres se produit seulement quand l'intensité de champ et l'énergie cinétique des ions existant déjà dans le gaz atteignent des valeurs suffisantes pour décomposer, par leur action combinée, les molécules gazeuses. Quand la décomposition des molécules s'est produite dans tout l'espace compris entre les électrodes, la décharge par étincelles a lieu. En partant de cette hypothèse, l'auteur arrive à des équations simples. Ces équations sont valables pour les deux sortes d'ions, mais, pour s'en tenir à quelque chose de bien déterminé, l'auteur n'envisage que les ions négatifs des électrons.

D'après la théorie des ions, une molécule gazeuse consiste en deux ions portant des charges $+\varepsilon$ et $-\varepsilon$: des forces qui nous sont inconnues font adhérer l'une à l'autre ces deux composantes. Pour les séparer, il faut un certain travail W dépendant de la nature du gaz et, peut-être aussi, de son état. Il n'est pas impossible que la majeure partie de ce travail soit fournie par l'énergie cinétique d'électrons libres. La force électrique aussi doit agir sur les composantes chargées de $+\varepsilon$ et de $-\varepsilon$. Sous l'action de l'intensité de champ h, les deux ions gazeux doivent être séparés l'un de l'autre avec une force $h\varepsilon$ qui fournit une partie z du travail mentionné. Ce travail ne pouvant être que le produit d'une force par une longueur, z doit être égal à

un produit de la force $h\varepsilon$ par une longueur λ dont on ne sait rien provisoirement. Peut-être cette grandeur dépend-elle de la nature et de l'état du gaz. La partie $w - z$ du travail qui reste à fournir doit provenir de l'énergie cinétique d'électrons libres. En désignant par m et u la masse et la vitesse d'un électron, on doit avoir l'équation :

$$\frac{mu^2}{2} = w - z = w - h\varepsilon\lambda. \quad (1)$$

Si l'on suppose un champ électrique d'intensité h_0 suffisante pour que le produit $h_0\varepsilon\lambda$ soit égal au travail w,

$$w = h_0\varepsilon\lambda, \quad (1_a)$$

on a finalement :

$$\frac{mu^2}{2} = (h_0 - h)\,\varepsilon\lambda. \quad (2)$$

En ce qui concerne l'énergie cinétique, l'électron considéré se déplace dans un gaz sous l'action de deux forces, la force accélératrice $h\varepsilon$ et une force retardatrice f due à la résistance mécanique du milieu traversé. Comme cela a été dit, f doit être une fonction de la vitesse u et de la densité δ du gaz, mais la forme de cette fonction est inconnue. En balistique, on se contente de différentes formules approximatives parmi lesquelles la formule de Newton a l'avantage d'être la plus simple :

$$f = pu^2\delta, \quad (3)$$

dans laquelle p représente la résistance, calculée pour $u = 1$, $\delta = 1$. Ce coefficient ne dépend ni de u ni de δ, mais il ne pourrait avoir une valeur constante que si la formule (3) était rigoureusement exacte, ce qui n'est pas le cas. Dans les conditions indiquées, on a, comme équation du mouvement :

$$m\frac{du}{dt} = h\varepsilon - pu^2\delta, \quad (4)$$

t étant le temps. Si nous désignons par x la longueur libre parcourue au temps t par l'électron, on a $dx = udt$, d'où :

$$dx = \frac{mudu}{h\varepsilon - pu^2\delta}. \quad (5)$$

Dans ce qui suit, l'auteur se limite au cas d'un champ uniforme. En tous les points compris entre les électrodes, h est constant en grandeur et en direction. Dans ces conditions, la vitesse et l'énergie cinétique doivent croître avec la longueur du parcours. S'il existe, dans la couche gazeuse comprise entre les électrodes, plusieurs électrons situés à différentes distances de celles-ci, la valeur maxima de l'énergie correspond aux électrons qui peuvent franchir le plus grand parcours, c'est-à-dire toute l'épaisseur de la couche gazeuse, d'une électrode à l'autre. Ce sont ces électrons qui rompent les premières molécules gazeuses et déchaînent le courant d'électrons. Soit l l'épaisseur du gaz, c'est-à-dire la distance explosive : il faut intégrer le premier membre de l'équation (5) entre les limites $x = 0$ et $x = l$ pour obtenir, au deuxième membre, la vitesse maxima. Si l'on remarque que, pour $x = 0$, on a aussi $u = 0$, on trouve :

$$l = \frac{m}{2p\delta}\,\text{Log}\left[\frac{1}{1 - \frac{p\delta}{\varepsilon h}u^2}\right]. \quad (6)$$

On en déduit, pour l'énergie cinétique maxima possible pour des valeurs données de l et h l'équation :

$$\frac{mu^2}{2} = \frac{m\varepsilon h}{2p\delta}\left[1 - e^{-\frac{2p\delta}{m}l}\right]. \quad (7)$$

En posant, pour abréger l'écriture :

$$\frac{m}{2p} = c, \quad (8)$$

il vient :

$$\frac{mu^2}{2} = \frac{ch\varepsilon}{\delta}\left[1 - e^{-\frac{l}{c}\delta}\right]. \quad (9)$$

On peut remarquer que c a la dimension d'une longueur ; δ est une grandeur numérique désignant le rapport entre la densité du gaz donnée et la densité prise comme unité.

Des équations (2) et (9), on tire finalement la formule

$$h = \frac{h_0}{1 + \frac{c}{\lambda\delta}\left[1 - e^{-\frac{l}{c}\delta}\right]}, \quad (10)$$

équation fondamentale qui, d'après la théorie balistique, exprime la relation entre la longueur d'étincelles et l'intensité de champ nécessaire pour la production des étincelles.

Si la décharge a lieu dans l'air atmosphérique, et si l'on prend la densité moyenne de l'air comme unité pour la densité du gaz, on a

$$\delta = 1 \text{ et } h = \frac{h_0}{1 + \frac{c}{\lambda}\left[1 - e^{-\frac{l}{c}}\right]}. \quad (11)$$

Il y a lieu de voir jusqu'à quel point les résultats théoriques coïncident avec les résultats expérimentaux. Parmi ceux-ci il faut se limiter au cas où la condition du champ uniforme est remplie : c'est le cas de la décharge entre plaques, ou entre sphères quand la distance explosive est négligeable vis-à-vis du diamètre de celles-ci.

La courbe de l'intensité du champ en fonction de la distance explosive est convexe par rapport à l'axe des abscisses (distances explosives). Elle débute à une certaine hauteur, tombe d'abord très rapidement, puis de plus en plus lentement et devient presque parallèle à l'axe des abscisses.

Dans ces résultats, il paraît étrange que, plus la couche d'air est mince, et plus la force électrique doit être élevée pour pouvoir rompre celle-ci. Pour une couche de $0^{cm},006$ d'épaisseur, par exemple, il faut une intensité de champ de 400 unités électrostatiques, tandis que, pour une couche de $0^{cm},5$, l'intensité de champ de 108 unités électrostatiques suffit. D'autre part, il semble incompréhensible que, pour les grandes longueurs d'étincelles, l'augmentation de la distance explosive reste presque sans effet sur l'intensité de champ nécessaire pour le percement de la couche d'air.

Cette bizarre relation entre la distance explosive et l'intensité de champ résulte nécessairement de l'équation (11). Si l'on différencie cette équation en l, on a :

$$\frac{dh}{dl} = -\frac{1}{h_0 \lambda c} h^2 e^{-\frac{l}{c}} \qquad (12)$$

et $$\frac{d^2h}{dl^2} = \frac{1}{h_0 \lambda c} h^2 e^{-\frac{l}{c}} \left[1 + \frac{2hc}{h_0 \lambda} e^{-\frac{l}{c}}\right]. \qquad (13)$$

Si l'on suppose l'équation (11) représentée par une courbe, on voit, d'après les équations (12) et (13) que :

a) d^2h/dl^2 est toujours positif, de sorte que la courbe est convexe par rapport à l'axe des abscisses ;

b) dh/dl est toujours négatif, de sorte que la courbe est descendante ;

c) $dh/dl = 0$ pour $l = \infty$, de sorte que, pour une distance explosive croissante, la courbe s'approche asymptotiquement d'une parallèle à l'axe des abscisses.

La courbe théorique reproduit donc toutes les particularités de la courbe expérimentale, quelle que soit la grandeur des coefficients $h_0 \lambda$ et c.

On peut se représenter facilement ces résultats. D'après les théories, la décharge des étincelles est produite par l'action simultanée de l'énergie cinétique et de l'énergie potentielle ; l'une de ces énergies doit donc croître quand l'autre décroît.

Comme une sphère pesante qui tombe, un électron acquiert dans le champ électrique un poids d'autant plus grand que l'impulsion a été plus forte.

Si la hauteur de chute — ici la distance explosive — est assez grande, il suffit d'une faible force pour que l'électron puisse acquérir une grande énergie. Au contraire, la force doit avoir une valeur très considérable, quand la distance explosive est très petite, c'est-à-dire quand l'électron n'a pas assez de hauteur de chute pour acquérir le poids nécessaire. D'autre part, si l'on éloigne beaucoup les électrodes l'une de l'autre, la vitesse ne croît pas toujours : en effet, comme l'on sait, un corps qui tombe dans un milieu résistant atteint finalement une vitesse constante lorsque la résistance est égale à la force qui agit. Pour de très grandes distances explosives, la force électrique doit donc s'approcher asymptotiquement d'une valeur finale.

(A suivre.) R. V.

Méthode pour mesurer les potentiels explosifs. — **Watson.** — *The Electrician*, 27 avril 1906.

L'auteur a fait une série d'expériences pour déterminer la longueur d'étincelles correspondant à différentes tensions continues. La méthode de mesure était la suivante : si un condensateur est relié à une source de courant continu, et si un éclateur est disposé de façon que l'étincelle jaillisse chaque fois que le condensateur est chargé à une certaine différence de potentiel, le condensateur continue automatiquement à se charger et à se décharger. On note le nombre d'étincelles jaillissant par seconde et le courant qui traverse le condensateur. En divisant la valeur du courant par le nombre d'étincelles par seconde, on trouve la quantité d'électricité par étincelle en coulombs. En divisant ce chiffre par la capacité du condensateur, on obtient la différence de potentiel pour laquelle l'étincelle jaillit.

Dans le montage employé par l'auteur, deux condensateurs étaient placés en série. Entre les condensateurs était placé un galvanomètre, ou un micro-ampèremètre : l'éclateur à étudier était relié aux armatures extérieures et à une machine de Wimshurst. Le galvanomètre était shunté par un petit éclateur de $0^{mm},25$: entre cet éclateur et le galvanomètre étaient disposées deux petites bobines de réactance sans fer de

500 tours de fil de $0^{mm},31$ de diamètre. Le but de cet éclateur auxiliaire était le suivant. Pendant la charge des condensateurs, une certaine quantité d'électricité passe à travers le galvanomètre. Au moment de la décharge, une quantité égale d'électricité passe en sens opposé, et l'indication du galvanomètre devrait être nulle. Mais, la décharge des condensateurs se produisant très brusquement, et étant généralement oscillante, le courant ne peut pas passer par le galvanomètre et les bobines de réactance et s'écoule par l'éclateur. Le galvanomètre mesure donc seulement le courant de charge et indique une déviation constante. Le galvanomètre est placé symétriquement par rapport aux deux pôles de l'éclateur, et est au potentiel de la terre, de sorte qu'il ne peut pas y avoir d'erreur due aux charges statiques. Pour vérifier que l'éclateur auxiliaire ne fausse pas, par sa présence, les résultats obtenus, l'auteur a fait une série d'expériences avec différentes distances explosives à cet éclateur, et a trouvé toujours des résultats identiques à 0,5 °/₀ près.

Il est avantageux d'employer une machine de Wimshurst comme source de courant car, dans cette machine, le débit est indépendant de la tension. Le courant étant constant, il suffit d'étalonner le galvanomètre à un point de l'échelle seulement et l'on peut obtenir une grande exactitude.

Le temps T correspondant au passage de 100 étincelles était mesuré au moyen d'un chronomètre à poussoir. Soit C le courant en microampères et K la capacité en microfarads des deux condensateurs en série. La charge par étincelle est $C.T.10^{-8}$ coulombs et la tension est C.T/100.K.

Dans ces expériences, l'auteur a observé le fait signalé par Hertz que, quand la lumière solaire tombe sur l'électrode négative, la tension correspondant à une longueur d'étincelle donnée diminue un peu. La machine de Wimshurst employée avait deux plateaux de 55 centimètres et était entraînée par un petit moteur électrique. Les condensateurs étaient formés de deux bouteilles de Leyde dont la capacité, en série, était de 0,000352 microfarad. Le galvanomètre employé était du type Ayrton-Mather à bobine mobile. Les électrodes employées étaient des sphères de bronze polies.

Les résultats obtenus diffèrent beaucoup les uns des autres suivant la grosseur des électrodes employées. Entre certaines limites, la tension disruptive est déterminée par la grosseur de la plus petite électrode, la seconde électrode pouvant varier de grosseur sans que le résultat soit sensiblement modifié. Les résultats sont réunis dans le tableau suivant :

TABLEAU DES TENSIONS EXPLOSIVES EN KILOVOLTS

DISTANCE	SPHÈRES DE $1^{cm},35$	SPHÈRES DE $1^{cm},9$	SPHÈRES DE $2^{cm},54$	SPHÈRES DE $3^{cm},2$
Cm.	Kilovolts.	Kilovolts.	Kilovolts.	Kilovolts.
1,0	31,1	32,4	34,05	35,0
1,5	38,0	44,2	46,95	47,5
2,0	44,1	53,0	55,6	61,0
2,5	47,5	60,45	64,0	71,0
3,0	50,5	64,5	70,7	80,0
3,5	52,9	68,0	76,6	87,9
4,0	54,5	71,5	81,4	96,4
4,5	56,2	73,6	85,7	102,9
5,0		76,9	90,6	107,1
5,5		79,2	95,0	112,0
6,0	Décharges aux balais de la machine.	81,4	99,2	Décharges disruptives aux condensateurs.
6,5		82,5	103,2	
7,0		85,6	106,6	
7,5		87,4	Décharges disruptives aux condensateurs.	
8,0		89,6		
8,5		91,5		
9,0		94,2		

R. R.

Sur les spectres des alliages. — **J. de Kowalski** et **P. B. Huber.** — *Académie des Sciences*, 30 avril 1906.

En étudiant l'influence de la self-induction sur les spectres de la décharge oscillante, entre électrodes en alliages métalliques, les auteurs ont observé un phénomène qui paraît assez intéressant pour être signalé. On sait, d'après les recherches de Schuster et Hemsalech, qu'en intercalant une self-induction dans le circuit de la décharge oscillante d'un condensateur, on fait disparaître dans le spectre de la décharge non seulement les lignes de l'air, mais aussi certaines lignes du métal formant les électrodes.

Ce phénomène s'explique, soit par l'abaissement de la température moyenne dans la décharge, soit en admettant, avec J.-J. Thomson, que l'émission de la lumière par un système corpusculaire faisant partie d'un atome n'a lieu que si la valeur de l'énergie intérieure du sys-

tème dépasse un certain minimum. Si donc l'atome fait partie d'un milieu traversé par le courant électrique, comme cela a lieu dans une décharge, cette énergie intérieure serait une fonction exponentielle du temps et des paramètres qui dépendent de l'intensité du courant, ainsi que des propriétés du milieu dans lequel se trouve l'atome.

On pourrait donc s'attendre à ce que l'influence de la self-induction pût se manifester d'une façon différente selon que les électrodes seraient en métal pur ou bien en alliage, et cela parce que le milieu ambiant du système émettant la lumière est différent dans les deux cas.

Les faits que les auteurs ont observés confirment cette prévision.

L'étude des photographies de spectres permet de résumer les faits de la façon suivante :

1. En intercalant la self-induction dans le circuit de la décharge, on fait disparaître, dans le cas des électrodes en métal pur, un plus grand nombre de lignes du spectre que dans le cas des électrodes en alliage ;

2. Les lignes qui n'ont pas disparu dans le spectre des alliages sont les mêmes pour l'alliage du cuivre-zinc que du cuivre-magnésium et appartiennent au cuivre ;

3. Leurs longueurs d'onde, exprimées en unités Angström, sont les suivantes : 2392,8 ; 2441,7 ; 2492,2 ; 2618,5 ; 2824,5 ; 2961,2 ; 3010,9 ; 3036,1 ; 3194,1.

4. Toutes ces lignes ont été observées dans le spectre de l'arc par Kayser et Runge, sauf toutefois la ligne 2824,5. Dans les photographies des auteurs, cette ligne est très faible, mais peut être mesurée avec précision.

Les phénomènes décrits, et qui peuvent être déduits des idées de J.-J. Thomson, pourraient cependant être aussi expliqués en admettant que la température moyenne dans la décharge oscillante entre électrodes en alliage est supérieure à celle qui existe dans la décharge analogue entre électrodes en cuivre pur. Il faudrait, pour cela, admettre que la température de vaporisation de l'alliage est supérieure à celle du métal pur.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur les conducteurs d'égalisation employés avec les machines compound. — Jacobi. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 12 avril 1906.

Pour l'accouplement en parallèle de machines compound, on emploie d'une façon générale un conducteur d'équilibre afin d'éviter le renversement de polarité des machines. Malgré cela, il se produit encore de ces inversions de polarité. La raison doit en être cherchée non pas dans le principe, mais dans les mauvaises dimensions et dispositions du conducteur d'équilibre et du tableau de distribution.

Si l'on veut obtenir une sécurité suffisante, il faut que la résistance des deux enroulements série correspondants augmentée de la résistance des barres omnibus et des jonctions soit, en toutes circonstances, plus grande que la résistance des conducteurs d'équilibre. Souvent cette condition n'est pas remplie. Les résistances des enroulements série étant très faibles, il est nécessaire d'adopter, pour le conducteur d'équilibre, une section de 25 °/₀ environ supérieure à celle des conducteurs des machines.

Le second inconvénient des dispositifs adoptés généralement est que le conducteur d'équilibre reliant deux ou plusieurs machines est ou bien fixé à celles-ci sans l'intermédiaire d'un interrupteur, ou bien connecté à elles par l'intermédiaire d'un interrupteur. Dans le premier cas, si l'on a à travailler avec une machine arrêtée, on s'aperçoit d'une façon désagréable qu'un pôle est relié au tableau, et on est conduit à déconnecter le conducteur d'équilibre que l'on oublie souvent de connecter à nouveau. Dans le second cas, les interrupteurs étant généralement placés à proximité des machines et non sur le tableau, on oublie de fermer un interrupteur après l'avoir ouvert.

On peut éviter ces inconvénients en employant le montage qu'indique schématiquement la figure 1. Le balai B_1, qui n'est pas connecté à

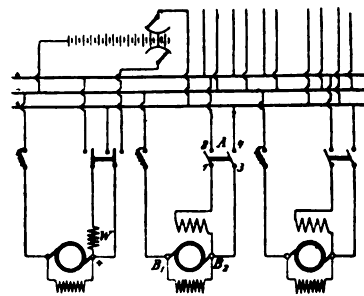


Fig. 1.

l'enroulement série, est relié à un disjoncteur automatique à faible intensité. Du balai B_2, relié,

à l'enroulement série, part un conducteur qui aboutit directement à un interrupteur double A dont l'autre barre est reliée au conducteur venant de l'enroulement série. Les barres opposées 2 et 4 de cet interrupteur sont reliées à l'une des barres omnibus et au conducteur d'équilibre. Avec ce dispositif, le circuit du conducteur d'équilibre est forcément ouvert ou fermé en même temps que le conducteur de la machine.

L'emploi d'une barre d'égalisation spéciale est particulièrement à recommander quand une installation de machines compound doit être étendue par l'adjonction d'une batterie d'accumulateurs, pour la charge de laquelle on installe, en supplément, une machine shunt. On intercale dans la ligne de la machine une résistance W et l'on réalise la connexion comme l'indique la figure 1. Au lieu d'un interrupteur, on place dans le circuit de la dynamo shunt un commutateur possédant un plot mort. Quand ce commutateur est placé sur la position de droite, la dynamo shunt charge la batterie et la résistance W est enlevée; quand le commutateur est placé dans la position de gauche, il relie la dynamo avec une des barres omnibus et la branche en parallèle avec les autres machines. Le réducteur de décharge de la batterie est relié à la barre d'égalisation : tous les circuits qui doivent être alimentés par la batterie sont branchés sur la barre d'égalisation et sur la barre négative. La batterie travaille ainsi en parallèle avec les machines compound.

B. L.

Détermination de la tension de réactance des dynamos à courant continu. — **Hobart.** — *The Electrician*, 20 avril 1906.

Cette méthode est extrêmement simple et rapide et s'applique aux machines possédant, comme c'est le cas général, une seule spire par lame de collecteur. Dans ce cas, il suffit simplement de compter le nombre de pôles et le nombre de lames. Avec ces quantités, et avec la longueur du noyau, le nombre de tours par minute, la puissance en kilowatts et la différence de potentiel aux bornes, on peut, au moyen d'une règle à calcul, déterminer en deux minutes la tension de réctance.

La courbe de la figure 1 donne la valeur de K en fonction de λ_g/τ, λ_g étant la longueur brute du noyau et τ la pas polaire à l'entrefer en centimètres. (Pour un diamètre à l'entrefer D et un nombre de pôles P, on a $\tau = \pi D/P$.)

Quand on connaît K, on obtient la réactance par pôle en ohms Ω pour les machines à une

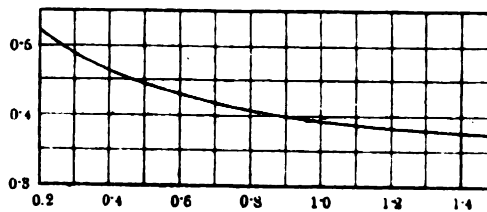


Fig. 1.

spire par lame au moyen de la formule suivante :

$$\Omega = K \cdot \lambda_g \cdot R \cdot F \cdot 10^{-8},$$

dans laquelle R représente la vitesse de rotation de l'induit en tours par minute et F le nombre total de conducteurs à la périphérie de l'induit. Quand la machine débite un courant de I ampères, la tension de réactance est $I\Omega/P$. Quand on n'a pas besoin d'une grande exactitude, comme c'est le cas général, on peut prendre pour K la valeur moyenne 0,4, et la formule de la réactance par pôle devient $\Omega = 0{,}4 \cdot \lambda_g \cdot R \cdot F \cdot 10^{-8}$.

Exemple : Dans une machine de 250 kilowatts 550 volts, on a $\lambda_g = 31$ cm.; $R = 320$ tours par minute; $F = 1\,200$; $P = 6$.

La machine a 600 lames de collecteur et une spire par lame : $\Omega = \dfrac{0{,}4 \cdot 31 \cdot 320 \cdot 1\,200}{100\,000\,000} = 0{,}048.$

A la charge de 250 kilowatts et 550 volts, on a :

$$I = \frac{250\,000}{550} = 455 \text{ ampères},$$

d'où l'on tire, pour la tension de réactance, la valeur : $\dfrac{I}{P} \cdot \Omega = \dfrac{455}{6} \cdot 0{,}048 = 3{,}6$ volts.

Exemple : Une dynamo de 550 kilowatts à dix pôles, 550 volts, 90 tours par minute, possède 900 lames de collecteur. $F = 1800$, $R = 90$, $P = 10$. A pleine charge $I = 1\,000$ ampères. On a aussi $\lambda_g = 52$ centimètres. On en déduit :

$$\Omega = 0{,}4 \cdot 52 \cdot 90 \cdot 1800 \cdot 10^{-8} = 0{,}034 \text{ ohm}.$$

$$\text{Tension de réactance} = \frac{I}{P}\,\Omega$$

$$= \frac{1\,000}{10} \cdot 0{,}034 = 3{,}4 \text{ volts}.$$

Si, dans ce dernier cas, on veut corriger

le rapport λ_g/τ d'après la courbe de la figure 1, on a :

$$D = 244 \text{ cm.}; \quad \tau = \frac{\pi . D}{P} = \frac{3.14 . 244}{10} = 77 \text{ cm.}$$

$$\frac{\lambda_g}{\tau} = \frac{52}{77} = 0,68.$$

On voit que la valeur correspondante de K est 0,42 au lieu de 0,40, valeur moyenne adoptée dans le calcul. La différence est si faible qu'il est inutile d'en tenir compte, étant donné que les calculs de la tension de réactance sont toujours approximatifs. Si la machine a deux, trois ou quatre spires par lame, la tension de réactance est deux, trois ou quatre fois plus grande.

L'avantage du mode de calcul de la tension de réactance indiqué par l'auteur est qu'il met nettement en lumière l'influence des trois composantes principales λ_g, longueur du noyau, R, vitesse de l'induit en tours par seconde et F, nombre total de conducteurs.

L'auteur indique que cette méthode lui a été suggérée par la lecture de la récente étude du Dr Breslauer sur une génératrice de 500 kilowatts (1).

R. V.

Sur les bobines inductrices de dynamos résistant aux hautes températures. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 9 avril 1906.

Dans un grand nombre de cas, on emploie des électromoteurs qui sont soumis à des températures extérieures très élevées. Pour ces machines, il est nécessaire d'employer comme isolant, particulièrement pour les bobines inductrices, des substances résistant à la chaleur, si l'on veut éviter une destruction rapide. Certains mauvais résultats obtenus en Amérique sur des moteurs actionnant des grues de hauts fourneaux ou des installations de transporteurs dans les fonderies, ont provoqué des séries d'expériences destinées à la recherche de fils isolés résistant aux hautes températures.

On a essayé ainsi des fils de cuivre de 1mm,29 de diamètre différemment guipés et bobinés sur des carcasses en tôle de fer : ces fils étaient soumis à un courant de 22 ampères, et la température était lue toutes les trois minutes au moyen d'un thermomètre placé dans l'enroulement. Avant et après l'essai, on déterminait la résistance d'isolement des bobines. Trois sortes de fil ont été essayées et sont désignées par les lettres A, B et C.

A. — Fil avec double guipage de coton ; diamètre 1mm,52. A 138° le fil commençait à se colorer ; à 187° il fumait et à 244° il était complètement carbonisé. La résistance d'isolement de la bobine était de 20 mégohms au commencement de l'essai et tombait à zéro quand la température dépassait 187°.

B. — Fil avec de l'amiante et un guipage simple de coton. Diamètre extérieur 1mm,73. A 171°, il se dégageait une légère fumée ; à 190°, le coton brûlait, et à 263° il était complètement détruit. De 263 à 362°, l'amiante a bien résisté : la résistance d'isolement était de 480 mégohms à la fin de l'essai, au lieu de 11 mégohms au commencement.

C. — Fil guipé à l'amiante. Jusqu'à 315° il ne s'est manifesté que de très faibles colorations. La résistance était de 7 mégohms au début, et de 800 mégohms à la fin de l'essai.

La raison pour laquelle l'isolement à l'amiante a trouvé si peu d'emploi est que la teneur d'un tel guipage en silicate de soude produit, lorsque l'atmosphère est humide, une absorption d'humidité qui abaisse fortement la résistance d'isolement. Les expériences montrent toutefois que cela ne présente aucun inconvénient.

B. L.

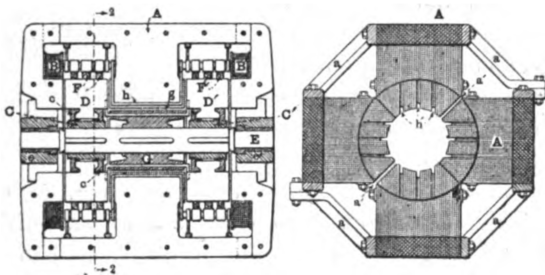
Machines monophasées unipolaires. — *The Electrician*, 20 avril 1906.

La compagnie anglaise Thomson-Houston a déposé, en 1905, un brevet relatif à des moteurs et générateurs monophasés homopolaires. Ces machines sont semblables aux machines unipolaires à courant continu, mais avec des inducteurs feuilletés et des proportions convenables des différentes parties. Avec un tel générateur, la vitesse à laquelle l'induit tourne n'a aucune influence sur la fréquence des courants produits, mais influe seulement sur la tension engendrée. Le fait qu'il n'existe pas de vitesse synchrone présente un avantage important : la fréquence est déterminée par la fréquence du courant qui circule dans les inducteurs. Une telle machine est particulièrement avantageuse pour la commande par turbines à vapeur, puisqu'elle permet d'obtenir les fréquences usuelles avec des vitesses aussi élevées que l'on veut. En outre, elle

(1) Voir *Eclairage Électrique*, tome XLVII, 28 avril 1906. p. 142.

permet d'obtenir des fréquences extrêmement basses, de trois ou quatre périodes par seconde, fréquences auxquelles on ne peut pas atteindre avec les machines ordinaires. De même, une telle machine employée comme moteur peut fonctionner à n'importe quelle vitesse avec du courant de n'importe quelle fréquence, et exercer un couple de démarrage : il ne se produit aucune étincelle à toutes les vitesses et pour toutes les charges.

La figure 1 représente une coupe longitudinale et la figure 2 une coupe transversale de la machine. La figure 3 montre l'extrémité de l'un des induits et la figure 4 un développement schématique des induits et des connexions des balais. A représente l'inducteur composé de tôles assemblées, comme le montre nettement la figure 2. L'anneau formé par les tôles peut être interrompu en un ou deux points (a' par exemple, fig. 2) pour empêcher les courants de Foucault. Les différentes sections de tôles assemblées sont disposées radialement, comme l'indique la figure 2, et maintenues par la carcasse a. Dans la figure 1, BB′ représentent les bobines inductrices. Les paliers ee' sont en métal non magnétique, de façon à éviter les flux de dispersion passant par l'arbre. Cet arbre porte, auprès de ses deux extrémités, les lanternes d'induit CC′ munis d'anneaux coniques CC (fig. 2) qui maintiennent les conducteurs D convenablement isolés des bagues. La construction d'un induit ressemble beaucoup à celle d'un collecteur de machine ordinaire, comme on le voit d'après la figure 3. Les conducteurs induits D ont la forme de secteurs et sont disposés radialement : ils sont en métal magnétique, tel que du fer ou de l'acier. Avec les inducteurs feuilletés A, les conducteurs de l'induit forment un circuit magnétique à peu près fermé pour le flux de la bobine B. De l'autre côté, un circuit magnétique est formé par les conducteurs induits D′ pour le flux de la bobine D′. Les entrefers entre les conducteurs induits D et les inducteurs A étant radiaux, ils peuvent être beaucoup plus faibles que dans les machines de construction ordinaire, puisqu'il n'y a pas de danger de contact entre la partie tournante et la partie fixe au cas d'usure des coussinets.


Fig. 1 et 2.

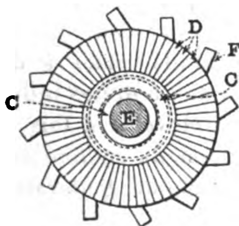


Fig. 3.

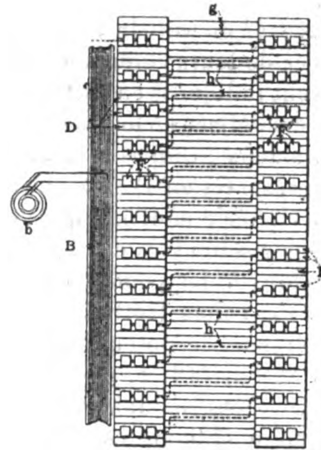


Fig. 4.

Le flux passe axialement à travers les induits D et D′ : la f. é. m. induite par la rotation est donc radiale. Si les bobines inductrices B et B′ sont convenablement connectées, la f. é. m. induite dans les conducteurs D peut être dirigée vers l'intérieur pendant que la f. é. m. induite dans les conducteurs D′ est dirigée vers l'extérieur. On peut donc relier D et D′ en série en connectant ensemble leurs extrémités intérieures. Les connexions sont visibles en g sur la figure 1 ; elles sont supportées par un manchon G claveté sur l'arbre. Pour réduire la dispersion magnétique des inducteurs A vers l'arbre, on emploie pour ce manchon du métal non magnétique. F et F′ représentent les balais frottants sur l'extrémité extérieure des conducteurs D et D′. Ceux-ci étant reliés en série, il existe entre les balais F et les balais F′ une f. é. m. On peut obtenir une différence de potentiel aussi élevée que l'on veut aux bornes de la machine en reliant en série les

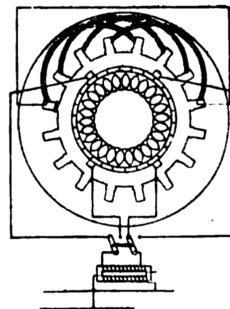
balais des côtés opposés. Ces connexions sont réalisées par des conducteurs *h* (fig. 4 et 2) placés dans des encoches ménagées sur la périphérie intérieure de l'inducteur A. Les conducteurs *h* et *g* neutralisent mutuellement leur self-induction propre.

Sur la figure 4, on voit le développement de deux induits et de leurs connexions. Les bobines inductrices sont indiquées en B et sont supposées reliées à une excitatrice en fournissant du courant alternatif. Les deux groupes de conducteurs induits sont représentés en D et D′ : les balais frottant sur la périphérie sont indiqués en F et F′. Les connexions *g* relient les conducteurs induits, et les connexions *h* les conducteurs de retour. Douze lignes de balais frottent sur chaque induit : la différence de potentiel aux bornes est donc égale à 24 fois la f. é. m. induite dans un conducteur. On peut modifier cette différence de potentiel en modifiant les connexions relatives des balais. Pour plus de simplicité, on a supposé sur la figure 4 que chaque balai était relié au balai voisin du deuxième induit : en pratique, on dispose les connexions pour que la différence de potentiel maxima n'existe pas entre deux balais voisins, mais entre deux points opposés de l'induit. La machine peut être auto-excitatrice ou à excitation séparée : elle peut être shunt, série ou compound. Quand la machine est auto-excitatrice, il faut, naturellement, comme pour toute machine asynchrone, employer une petite machine synchrone pour déterminer la fréquence. Les conducteurs induits n'étant qu'un instant en circuit, on peut employer des densités de courant très élevées et le poids par unité de puissance est le même que si les conducteurs étaient continuellement actifs. R. R.

Moteur monophasé série d'induction de Mac Allister.

Un moteur récemment breveté en Amérique par Mac Allister possède les caractéristiques du moteur monophasé compensé et présente un facteur de puissance élevé. Comme on le voit sur la figure 1, la ligne de jonction des balais fait un certain angle avec la ligne axiale des bobines inductrices. Le courant qui traverse l'enroulement de l'induit produit la formation de pôles magnétiques sur l'induit, et le passage alternatif de ces pôles engendre une f. é. m. dans les bobines inductrices.

Le courant ainsi produit dans les bobines inductrices entraîne la formation de pôles magnétiques dans l'inducteur fixe. Le courant de l'induit agissant sur les pôles inducteurs produit un couple de la même manière que dans un moteur série à courant continu. Quand le rotor est en mouvement, il se produit au collecteur une force contre-électromotrice, pratiquement en phase avec le courant, qui agit comme si l'on insérait dans le circuit une résistance variant avec la vitesse. Pour une vitesse négative, la résistance apparente insérée est négative et, pour une certaine valeur de la vitesse négative, la résistance apparente totale du moteur est nulle. A une vitesse négative plus élevée, la résistance apparente totale devient négative, et la machine fonctionne comme générateur. Elle peut donc fonctionner aussi bien comme moteur et comme générateur. Si, pendant que la machine fonctionne comme moteur à une certaine vitesse, on modifie les connexions du rotor de façon à ce que celui-ci tende à être entraîné dans la direction opposée, il se produit non seulement un freinage intense, mais encore une récupération qui permet de restituer de l'énergie au réseau.


Fig. 1

Il y a deux groupes de balais, calés à des angles différents par rapport aux bobines inductrices : un seul groupe est employé à la fois, et correspond soit au fonctionnement comme moteur, soit au fonctionnement comme générateur pour un sens de rotation donné.

R. R.

Étude du fonctionnement du moteur monophasé à collecteur en tenant compte des courants de court-circuit sous les balais. — **Breslauer.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 28 avril 1906.

La construction des diagrammes qui suivent repose sur les règles suivantes :

1° Le décalage en arrière d'un vecteur dans le temps est figuré par un angle porté en sens opposé au sens de rotation des aiguilles d'une montre ;

2° Le flux nécessaire pour compenser une tension alternative est décalé de 90° en arrière de celle-ci et lui est directement proportionnel ;

3° Un courant alternatif et le flux qu'il produit sont toujours en phase et doivent être considérés comme proportionnels ;

4° Un courant alternatif et la chute de tension ohmique sont toujours en phase et sont proportionnels ; le flux alternatif nécessaire pour compenser cette chute est décalé de 90° en arrière du courant;

5° La f. é. m. produite par la rotation de l'induit dans un flux alternatif est en phase avec celui-ci et lui est proportionnelle. Le flux nécessaire pour compenser cette f. é. m. est décalé de 90° en arrière du flux précédent.

I. — Diagramme ordinaire du moteur série.

1° *Sans tenir compte des pertes.* — Le diagramme ordinaire, dans lequel on ne tient pas compte des pertes, s'établit de la façon suivante :

Soit OA (fig. 1) la direction de la tension agissante. Le flux nécessaire pour la compenser est, d'après ce qui précède (2°), OB perpendiculaire à OA. Quand l'induit est immobile et si l'on néglige les pertes dans le cuivre, OB peut être considéré comme le courant de court-circuit, qui doit être suffisant pour produire dans les inducteurs un flux capable d'équilibrer la tension agissante OA. Quand l'induit tourne à une certaine vitesse, et si l'on admet que OC_1 représente, en grandeur et en direction, le courant passant dans le moteur et le flux que celui-ci produit, on sait, d'après la cinquième règle, que la force contre-électromotrice produite dans l'induit par la rotation dans ce flux OC_1 est en phase avec lui, et que le flux BC_1 correspondant à cette force contre-électromotrice, doit être perpendiculaire à OC_1. L'angle OC_1B est donc droit. Les deux flux OC_1 et BC_1 se composent en un champ résultant OB qui doit être invariable, pour équilibrer la différence de potentiel invariable aux bornes OA. Le triangle OBC_1 représente donc le diagramme du moteur série quand on néglige les pertes dans le cuivre, et il est facile de voir que le cercle décrit sur OB comme diamètre est le lieu géométique de tous les points C_1 ou C_2.

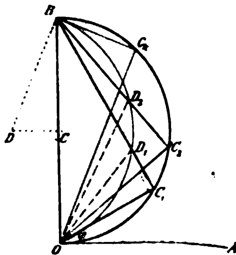


Fig. 1.

2° *En tenant compte des pertes.* — Si l'on veut tenir compte de la chute ohmique dans le moteur, dont le flux est, d'après la quatrième règle, perpendiculaire et proportionnelle au courant OC_1, il faut prendre sur la ligne BC_1 une portion D_1C_1 proportionnelle à OC_1 : le reste D_1B est alors réellement le flux antagoniste correspondant à la rotation de l'induit. La position et la grandeur du courant de court-circuit OC_k sont alors données par la condition que le flux D_1B devienne nul et que $BC_k/OC_k = D_1C_1/OC_1$.

De la similitude des triangles OC_1D_1, OC_2D_2..., on déduit que les angles en D_1D_2... sont égaux : ces points ont donc pour lieu un cercle ayant pour centre D, point d'intersection des perpendiculaires sur BC_k et BO.

3° *Emploi du diagramme.* — Le courant de court-circuit OC_k étant déterminé, on trace le cercle C et le cercle D et, en les utilisant, on peut trouver simplement toutes les valeurs du couple, de la vitesse, du rendement et du facteur de puissance, soit géométriquement, soit par le calcul.

II. — Diagramme dans lequel on tient compte des courants des balais.

Les conditions sont beaucoup plus compliquées quand on tient compte de ce que, dans tous les cas, les balais doivent court-circuiter un certain nombre de spires de l'induit dans la zone neutre, spires qui, dans cette position, sont soumises à l'action totale du flux alternatif et, par suite, sont le siège de courants comme le secondaire d'un transformateur statique.

1° *Phase des courants des balais.* — L'intensité du courant de court-circuit qui se produit est proportionnelle au flux principal dans la zone neutre et est limitée par la résistance ohmique et par le flux propre des spires court-circuitées. La tension secondaire produite par le flux principal est la résultante de la chute ohmique produite par le courant secondaire et de la f. é. m., produite par le flux propre : le vecteur de cette dernière est perpendiculaire à celui de la chute ohmique. Le flux propre et la chute ohmique étant tous deux proportionnels au courant secondaire, le décalage θ de celui-ci par rapport à la tension secondaire est le même pour toute charge, c'est-à-dire pour tout flux principal.

2 *Conditions au court-circuit.* — On considère

d'abord le cas du moteur en court-circuit, c'est-à-dire avec l'induit arrêté : le flux OB nécessaire pour compenser la tension agissante OA est encore donné — on néglige d'abord les pertes — : ce flux produit dans les spires court-circuitées par les balais une tension OA′ perpendiculaire à OB d'après la deuxième règle, et il existe un courant OE′ décalé de θ en arrière de OA′ et proportionnel au flux principal OB. Ce courant secondaire ou son flux se composerait avec OB et tendrait à s'affaiblir, mais, comme ce n'est pas possible sans que l'équilibre nécessaire entre la tension agissante OA et la force contre-électromotrice produite par OB soit détruit, l'équilibre doit être rétabli par un courant principal convenable. OB doit être la résistance de ce nouveau courant de court-circuit OE_k ainsi déterminé et du courant secondaire OE′, comme l'indique la figure 2 où BE_k est parallèle et égal à OE′.

Le diagramme montre que le nouveau courant de court-circuit OE_k présente non seulement une augmentation sensible en comparaison du courant de court-circuit primitif OB, mais que le décalage primitif de 90° par rapport à OA est réduit à une valeur φ_k (fig. 2). Cela montre que, même si on néglige toutes les pertes, on ne peut plus atteindre, à l'arrêt, un angle de 90°. Pour le cas limite θ = 0, c'est-à-dire pour un flux propre du circuit secondaire négligeable, le courant de court-circuit atteint une valeur limite, et l'angle φ_k atteint son minimum. Pour l'autre cas limite où θ = 0, le vecteur OE_k coïncide en direction avec OB et l'angle φ_k est droit : la valeur du courant de court-circuit est quand même supérieure à OB.

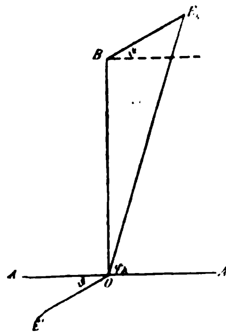


Fig. 2.

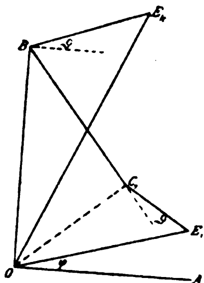


Fig. 3.

3° *Fonctionnement à une charge quelconque.* — On se tient au cas général de la figure 2 avec θ constant. Si l'on suppose que l'induit tourne, il s'y produit une f. é. m. qui, d'après la cinquième règle, est en phase avec le flux principal et dont le flux[1] est perpendiculaire au flux principal. Si donc dans la figure 3, OA représente la tension agissante, OB le flux compensateur, OE_1 le courant, BC_1 le contre-flux correspondant à la force contre-électromotrice, on doit avoir les conditions suivantes : BC_1 doit être perpendiculaire à OC_1, flux principal ; le petit angle en C_1 doit être égal à l'angle invariable θ du circuit secondaire ; finalement le courant secondaire C_1E_1 doit être proportionnel au flux principal C_1O. Ces trois conditions entraînent la similitude des triangles OC_1E_1 et OBE_k, car les angles obtus en B et C_1 doivent être égaux entre eux et les côtés adjacents doivent être proportionnels.

4° *Lieu géométrique des courants.* — Les conditions sont remplies quand tous les points E_1, E_2, E_3... sont situés sur un cercle de diamètre OE_k. On trouve alors les points C_1, C_2, C_3... en prolongeant (fig. 4) E_kB jusqu'au second point

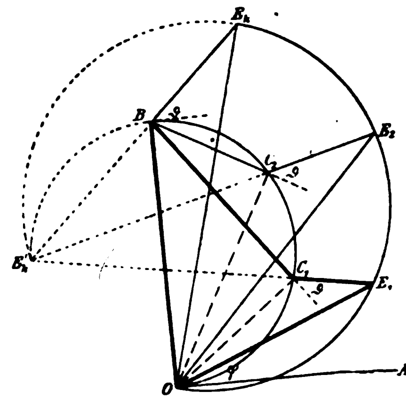


Fig. 4.

d'intersection E'_k avec le cercle E et en reliant le point en question E avec E'_k : le point d'intersection de la ligne $E_1E'_k$ avec le cercle décrit sur BO donne le point correspondant C_1. On voit que les triangles OE_kB, OE_1C_1, OE_2C_2... sont semblables, puisque les angles en E_1, E_2... E_k sont égaux comme sous-tendant l'arc OE'_k : de même les angles θ sont tous égaux entre eux comme sous-tendant l'arc BE'_k. Le courant secon-

(1) Ce n'est pas un flux réellement existant, mais seulement la partie du flux OB qui devient superflue par le fait qu'une force contre-électromotrice est produite par la rotation de l'induit, f. é. m. dont l'existence exige un faible flux alternatif pour l'obtention de l'équilibre entre la tension agissante et la force contre-électromotrice. Dans ce qui suit, cette grandeur sera désignée brièvement par le mot contre-flux.

daire C_1E_1 est donc proportionnel au courant principal OE_1, car on a :

$$C_1E_1/OE_1 = C_2E_2/OE_2 = \cdots = BE_k/OE_k.$$

En outre, le contre-flux BC_1 est perpendiculaire à OC_1, c'est-à-dire au flux principal. Le cercle E est donc le lieu géométrique de tous les points qui, reliés à O, donnent, en grandeur et en phase, le courant du moteur. Le diamètre OB du cercle primitif obtenu sans tenir compte des courants de court-circuit est augmenté dans le rapport OE_k/OB et incliné de l'angle BOE_k sur la perpendiculaire. La valeur de cet angle se déduit du triangle BOE_k qui est donné par le courant idéal de court-circuit OB, le décalage secondaire θ et le rapport du courant secondaire BE_k au flux de court-circuit OB.

5° *Particularités du diagramme.* — On peut se figurer que OE_k représente le courant de court-circuit avec les balais en place, tandis que OB représente le courant idéal de court-circuit que l'on mesurerait si, au lieu des balais qui appuient sur plusieurs lames du collecteur, on soudait des prises de contact en cuivre à deux lames distantes du pas polaire. De ces deux mesures, on déduit les deux cercles décrits sur OB et OE_k quand on néglige les pertes dans le cuivre.

Le diagramme OE_1C_1B représenté en traits gras sur la figure 4 pour un cas particulier arbitrairement choisi indique qu'un courant, ou le flux OE_1 qu'il engendre, fait avec la tension OA un angle φ dans les conditions données. Pour trouver le flux principal OC_1 qu'il produit réellement, flux coupé par les conducteurs de l'induit, il faut retrancher géométriquement de OE_1 le flux secondaire C_1E_1 produit par le flux principal ; on trouve l'angle en E_1 en reliant E_1 avec le point E'_k obtenu par la détermination graphique : le cercle décrit sur OB coupe alors cette ligne de jonction au point C_1 qui détermine en grandeur et en phase le flux principal OC_1. La perpendiculaire à OC_1 représente alors le contre-flux BC_1 et ferme le polygone des flux.

Si l'on considère le cercle E on voit avec surprise qu'il est possible d'obtenir des décalages sensiblement plus faibles que ne le permettait le cercle primitif C trouvé sans tenir compte des courants des balais. Il n'est pas possible d'annuler complètement le décalage.

6° *Cas limites.* — La figure 5 représente le cas particulier où le flux propre du circuit secondaire est négligeable, ce que l'on peut obtenir, par exemple, en disposant sur la culasse une bobine de quelques tours que l'on court-circuite sur elle-même ou sur une résistance. On a alors $\theta = 0$; BE_k est perpendiculaire à OB et E_1C_1 est situé sur le prolongement de BC_1. Pour le même rapport du courant secondaire au flux principal, l'inclinaison du diamètre OE_k est sensiblement plus forte et une plus grande partie du cercle E tombe à l'intérieur de l'axe OA. On aurait ainsi un moyen pour régler le décalage sans excitation à courant continu et sans capacité.

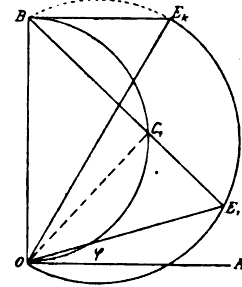


Fig. 5.

L'autre cas limite, où $\theta = 90°$, c'est-à-dire où la résistance est négligeable dans le circuit secondaire, est représenté par la figure 6. Le courant E_1C_1 doit être retranché algébriquement du courant OE_1 et le décalage ne peut pas devenir nul. Malgré cela, le décalage prend, en général, de faibles valeurs. En comparant les figures 4, 5 et 6, on voit que le point important E'_k coïncide avec B pour $\theta = 0$ (fig. 5), avec O pour $\theta = 90°$ (fig. 6), et se trouve sur un point quelconque du demi-cercle décrit sur le côté gauche de BO pour $\theta = \theta$.

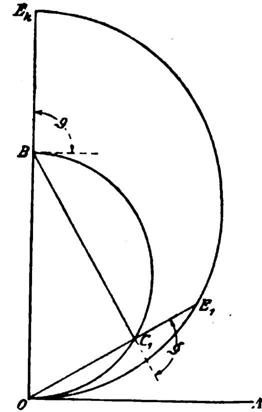


Fig. 6.

7° *Importance pratique du diagramme.* — Quelque séduisant que soit le cas de la figure 5 avec son facteur de puissance élevé, le cas le moins favorable en apparence, celui de la figure 6 avec $\theta = 90°$, présente une grande importance en pratique. La figure 6 correspond au cas pratique que l'on peut supposer réalisé par l'adjonction d'un certain nombre de spires secondaires sur la culasse où l'espace est rarement utilisé en totalité : ces spires secondaires seraient reliées à une résistance aussi inductive que possible, à une bobine de self-induction, par exemple. Les conditions peuvent alors être déterminées de telle

façon que la résistance ohmique soit pratiquement négligeable vis-à-vis de la résistance inductive et le courant de court-circuit « naturel », OB est alors simplement augmenté du courant secondaire BE_k. Le cercle décrit sur OB est le lieu géométrique du moteur ordinaire, tandis que le cercle décrit sur OE_k est celui du moteur muni de l'enroulement auxiliaire indiqué. Pour pouvoir suivre commodément le fonctionnement du moteur dans les deux cas, on détermine pour chaque intensité de courant la puissance, le couple, la vitesse et le facteur de puissance, ce que l'on peut faire facilement de la façon suivante, comme l'a indiqué Heubach.

8° *Puissance.* — Pour un courant OC du moteur ordinaire (fig. 7), si l'on néglige les pertes,

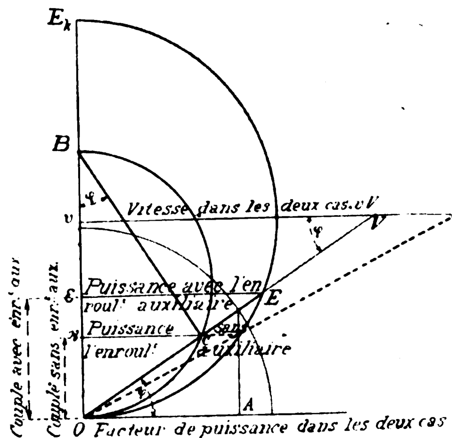


Fig. 7.

la puissance est proportionnelle au courant watté, c'est-à-dire au segment $C\gamma$. De la même façon, $E\varepsilon$ représente la puissance du moteur après introduction de l'enroulement secondaire auxiliaire, si l'on retranche le courant de même phase que OC. La puissance atteint dans les deux cas une valeur maxima pour un décalage de 45°, $C\gamma$ ou $E\varepsilon$ étant égal au rayon du cercle. Si l'on reporte la valeur de la puissance en fonction du courant, on obtient les courbes de la figure 8 où les courbes pointillées sont relatives au moteur ordinaire et les courbes en trait plein au moteur muni d'un enroulement secondaire : l'augmentation importante de la puissance pour une même valeur du courant est surprenante, ainsi que l'élévation de la puissance maxima possible. Toutes les valeurs sont portées sur la figure 8 à la même échelle que sur la figure 7.

9° *Facteur de puissance.* — On trouve facilement le facteur de puissance en traçant un cercle avec le rayon unité (en trait fin sur la figure 7) : ce cercle coupe OE en un point dont la projection OA sur la direction de la f. é. m. est proportionnelle à la valeur de cos φ. Dans la figure 8,

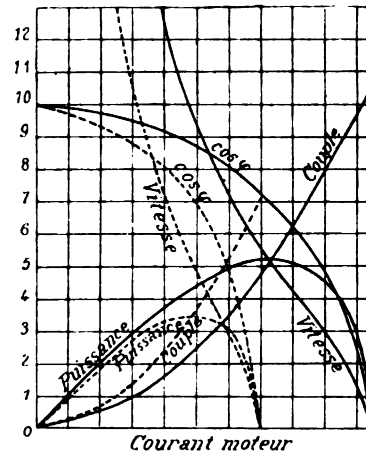


Fig. 8.

on a porté les segments OA à une échelle double : on voit immédiatement la supériorité du moteur modifié sur le moteur ordinaire. On voit aussi que, dans les deux cas, la valeur maxima de la puissance pour un cos $\varphi = 0{,}75$ est la même, ce qui correspond à un décalage de 45°. L'élévation de puissance à courant égal est due à une amélioration du cos φ.

10° *Couple.* — Celui-ci est proportionnel au produit du flux par le courant tant que ces deux grandeurs sont en phase. Dans le moteur série ordinaire (fig. 7) le segment OC représente en même temps le flux et le courant : le couple est donc proportionnel à $\overline{OC}^2$. Or on a, dans le triangle rectangle OCB (fig. 7) : $\overline{OC}^2 = O\gamma \cdot OB$. Or OB est invariable : le couple est donc proportionnel à $O\gamma$ ou à OC sin φ. La valeur du couple peut donc être déduite très facilement du diagramme de la figure 7 : on obtient ainsi la courbe pointillée de la figure 8. Le couple atteint sa valeur maxima à l'arrêt et est limité par les propriétés magnétiques du moteur.

Si l'on ajoute l'enroulement de transformation, la valeur du courant est augmentée de OC à OE ; le flux ne peut pas devenir plus grand que OC, parce que les spires secondaires produisent un flux opposé de valeur CE. Le couple est alors proportionnel au produit de OC par OE. Or,

OC étant proportionnel à OE, le couple est proportionnel à OE^2. La constante de proportionnalité est plus petite que précédemment, mais le couple est augmenté dans le rapport de OC/OE et peut être mesuré sur le segment $O\varepsilon$. On voit que le couple maximum augmente de OB à OE_k, et que le même couple peut être obtenu avec un décalage plus faible, quoique avec un courant plus élevé.

11° *Vitesse.* — La f. é. m. induite est proportionnelle à la vitesse et au flux que coupent les conducteurs. La vitesse est donc directement proportionnelle à la f. é. m. et inversement proportionnelle au flux. Sur la figure 7, le segment BC correspond à la f. é. m. produite par la rotation, et OC correspond au flux. Donc, la vitesse est égale à BC/OC. Pour n'avoir pas à calculer à chaque fois ce rapport, on trace à une distance quelconque Ov de l'axe des abscisses la parallèle vV : le triangle OvV est proportionnel au triangle OBD et l'on a $BC/OC = vV/Ov$. Or, Ov est invariable. La vitesse est donc proportionnelle à vV.

On voit que, pour des rayons tracés sous le même angle φ, la vitesse reste la même pour le moteur ordinaire et pour le moteur muni d'un enroulement secondaire, tandis que le couple augmente dans le rapport de $O\gamma$ à $O\varepsilon$ ou dans le rapport de OC à OE. Pour un couple constant, comme dans le cas d'application aux tramways, le rayon tracé en trait interrompu à droite de OE présente de l'importance : il coupe le cercle E en un point dont la projection sur l'axe des ordonnées est égal à $O\gamma$.

Le courant a crû à nouveau, mais la vitesse a augmenté : on voit donc que la mise en circuit de l'enroulement auxiliaire permet d'augmenter la vitesse en améliorant le facteur de puissance. Ce résultat est remarquable, car autrement on ne peut augmenter la puissance qu'en rendant le cos φ plus mauvais, comme le montre facilement l'examen de la figure 8.

12° *Cas général.* — D'une façon générale, d'après le diagramme de la figure 4, le courant secondaire CE n'est pas en phase avec le courant principal OE, comme dans le cas limite étudié précédemment (fig. 7). On peut ramener ce cas général au précédent en décomposant le courant secondaire en ses composantes EE_c et CE_c (fig. 9). Le lieu géométrique de E_c est un cercle décrit sur OE_{ck} comme diamètre. Ce nouveau cercle permet alors de déterminer la puissance, le couple, la vitesse et le décalage. Tous les rapports sont les mêmes que pour la figure 7,

Fig. 9.

mais il y a une différence entre la puissance produite $\varepsilon_\gamma E_c$ et la puissance absorbée εE, de sorte que le rendement n'est plus égal à l'unité, même si l'on ne tient compte d'aucune perte.

Dans tous les cas, on trouve donc le résultat remarquable que les courants de court-circuit sous les balais ne représentent pas uniquement des pertes, mais contribuent, pour une part importante, à augmenter la puissance produite.

(A suivre.) R. V.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Méthode pour la production d'oscillations rapides décalées. — **Mandelstam et Papalexi.** — *Physikalische Zeitschrift*, 1er mai 1906.

L'intensité du courant i dans une décharge simple de condensateurs est, en général, représentée d'une façon suffisamment exacte par l'expression :

$$i = ae^{-\delta t} \sin(\nu t + \alpha). \quad (1)$$

Si l'on accouple entre eux plusieurs circuits de condensateurs, il se produit, dans chacun d'eux, des courants qui, en général, peuvent être représentés comme somme de telles fonctions sinusoïdales amorties. Le Pr Braun a indiqué différentes méthodes pour la production d'oscillations rapides décalées en phase, méthodes qui reposent sur l'emploi de circuits de condensateurs accouplés. Mais l'accouplement trop parfait de ces circuits provoque la formation de plusieurs

oscillations partielles. Les auteurs ont donc été amenés à rechercher une méthode permettant de produire dans deux circuits des décalages de telle façon que, dans chacun des circuits, le courant ait la forme simple de l'équation (1).

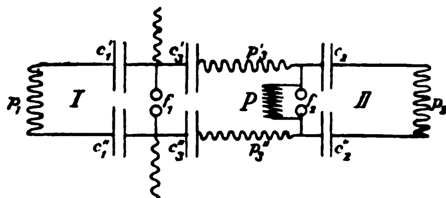


Fig. 1.

Soient p et P les coefficients de self-induction, c les capacités, ν ou n les fréquences, δ ou ε les facteurs d'amortissement Le dispositif expérimental est représenté par la figure 1. Le circuit I est figuré en $f_1 c'_1 p_1 c''_1$; le circuit II en $f_2 c'_2 p_2 c''_2$; le circuit III en $f_1 c'_3 p'_3 c'_2 p_2 c''_2 p''_3 c''_3$. Les circuits I et II sont aussi identiques que possible. Le circuit II doit osciller avec un certain décalage de phase par rapport au circuit I. Les deux électrodes de l'éclateur f_1 sont reliées à une bobine d'induction.

Soient q_1, q_2, i_1 et i_2 les quantités d'électricité et les intensités de courant dans le premier et le deuxième circuit. Les circuits I et II n'étant accouplés avec le circuit moyen $f_1 c'_3 p'_3 f_2 p''_3 c''_3$ que par les éclateurs f_1 et f_2, c'est-à-dire d'une façon très imparfaite, les équations de Thomson sont applicables.

Les phénomènes sont essentiellement les suivants. La bobine d'induction charge les capacités :

$$c_1 = \frac{c'_1 c''_1}{c'_1 + c''_1} \quad \text{et} \quad c_3 = \frac{c'_3 c''_3}{c'_3 + c''_3}$$

jusqu'à la tension disruptive ψ_{10} de f_1. P est une résistance inductive ou ohmique de très grande valeur (0,25 Henry par exemple), qui empêche la capacité $c_2 = c'_2 c''_2/(c'_2 + c''_2)$ de se charger. Par suite de sa valeur élevée, on peut ne pas la prendre en considération pendant la décharge. Après le jaillissement de l'étincelle f_1, que l'on désignera par le temps $t = 0$, on a

$$i_1 = -\frac{\psi_{10}}{p_1 \nu} \varepsilon^{-\delta t} \sin \nu t \qquad (2)$$

Au temps t_1, donné par les constantes du circuit III, f_2 éclate à son tour : on a :

$$i_2 = -a_2 \varepsilon^{-\delta(t-t_1)} \sin[\nu(t-t_1) + \alpha_2]. \qquad (3)$$

Les circuits I et II oscillent à partir de ce moment avec la différence de phase :

$$\gamma = \nu t_1 - \alpha_2. \qquad (3_a)$$

Il s'agit seulement de déterminer, d'après les constantes du circuit III, les grandeurs $t_1 a_2$ et α_2. On se limite au cas où l'éclateur f_2 est réglé pour la tension maxima qu'il est possible d'atteindre. A partir du temps $t = 0$, on peut calculer l'intensité de courant i_3 du circuit III au moyen de l'équation différentielle de Thomson. L'énergie accumulée dans le circuit III est égale à $1/2\, c_3 \psi_{10}^2$. Si l'on suppose l'éclateur f_1 traversé par les étincelles, l'éclateur f_2 réglé de façon qu'aucune étincelle ne puisse jaillir, et la résistance P enlevée, les capacités c_2 et c_3 restent chargées après la disparition des oscillations. En réalité, elles se déchargent un peu par P, mais la valeur élevée de cette résistance rend cette décharge très faible et négligeable. La quantité d'électricité $c_3 \psi_{10}$ se répartit sur $c_2 + c_3$. Alors $(t = \infty)$ la quantité d'énergie dans le circuit III est égale à $1/2 .\, c_3^2 \psi_{10}^2/(c_2 + c_3)$, et l'énergie absorbée dans le phénomène oscillatoire est égale à

$$\frac{1}{2} \frac{c_2 c_3}{c_2 + c_3} \psi_{10}^2.$$

L'intensité de courant i_3 peut être calculée comme si les capacités c_2 et c_3 étaient chargées en série. En effet, dans ce cas et dans le cas dont il s'agit, l'équation différentielle pour la détermination de i_3 est la même. On a alors :

$$i_3 = -\frac{A}{n}(n^2 + \varepsilon^2) e^{-\varepsilon t} \sin nt, \qquad (4)$$

où

$$A = \psi_{10} \frac{c_2 c_3}{c_2 + c_3}.$$

La tension ψ_2 en f_2 est (si l'on néglige l'amortissement) :

$$\psi_2 = p_2 \frac{\partial i_3}{\partial t} + \frac{q_2}{c_2} = -A p_2 [(n^2 - \nu^2) \cos nt + \nu^2] \qquad (5)$$

où q_2 est donné, d'après $\partial q_2/\partial t = i_3$ et $(q_2)_{t=0} = 0$, par l'expression :

$$q_2 = A(\cos nt - 1); \qquad (5_a)$$

ψ_2 atteint un maximum pour

$$t = \varkappa \pi / n, \qquad (6)$$

où $\varkappa$ est un nombre entier pair ou impair, suivant que $\nu \gtrless n$. La valeur ψ_2 max. pour $\varkappa$ pair est égale à $-A p_2 n^2$; pour x impair, elle est égale à $-A_1 p_2 (2\nu^2 - n^2)$. La nature des maxima pour $\varkappa$ pair ou impair est sensiblement différente :

a) Les premiers se produisent quand q_2 est minimum, c'est-à-dire quand le circuit II contient peu d'énergie.

b) Les seconds se produisent quand q_2 est maximum.

La valeur du dernier est plus élevée que celle du premier, au cas où $\nu > n'$. Cette condition doit donc être simple pour que l'étincelle f_2 jaillisse seulement quand les capacités c_2' et c_2'' sont chargées.

Les équations (4) et (5) s'appliquent évidemment seulement pour l'intervalle de temps compris entre $t = 0$ et $t = t_1 = \pi/n$, moment du premier maximum impair. Quand ψ_2 a atteint cette valeur, l'étincelle f_2 jaillit et, à partir de ce moment, les équations (2) et (3) sont valables. On obtient :

$$i_1 = -\frac{\psi_{10}}{p_1\nu} e^{-\delta t} \sin \nu t$$

$$i_2 = -\frac{\psi_{10}}{p_2\nu} \frac{2c_3}{c_2 + c_3} e^{-\delta(t-\pi/n)} \sin\left[\nu\left(t - \frac{\pi}{n}\right) + \pi\right]. \quad (7)$$

En effet : $t_1 = \pi/n$; $(i_2)_{t=t_1} = (i_3)_{t=t_1} = 0$

et $(q_2)_{t=t_1} = -2A$.

Le décalage entre les deux circuits est :

$$\gamma_2 = \frac{\pi}{n}(\nu - n). \quad (8)$$

Le rendement η du dispositif peut être défini de la façon suivante :

$$\eta = \frac{(q_2^2)_{t=t_1}/2c_2}{{}^1/_2\, c_3\psi_{10}^2} = \frac{4c_2c_3}{(c_2+c_3)^2}$$

d'où $\eta_{max} = 1$ pour $c_2 = c_3$.

Il est évident que l'amortissement abaisse un peu la valeur de ce maximum.

Expériences. — Pour vérifier l'exactitude de ce qui précède, les auteurs ont fait, entre autres, l'expérience suivante. Le circuit (fig. 1) était déconnecté. On avait :

$c_2 = c_3 = 3\,500$ cm. ; $n = 1{,}5 \cdot 10^{-6}$ pér. par s.

Après jaillissement de l'étincelle f_1, le circuit III entre en vibration. Après une demi-oscillation, l'étincelle jaillit en f_2 ; toute l'énergie est dissipée dans le circuit II et $p_3'c_3'f_1c_3''p_3''$ ne doit plus être le siège d'aucun courant. L'étincelle f_1 fut photographiée au moyen d'un miroir tournant et ne donna, en réalité, qu'une seule raie lumineuse correspondant à la première demi-oscillation. Comme contrôle, l'éclateur f_2 fut réglé jusqu'à ce qu'aucune étincelle ne pût plus passer. La photographie de f_1, prise à nouveau, reproduit l'image ordinaire de la décharge d'une capacité. A l'œil nu, on reconnaît tout de suite à la différence d'éclat de l'étincelle f_1 si l'étincelle f_2 jaillit ou non. Cela peut servir de contrôle pour voir si P a une valeur suffisamment élevée.

En second lieu, on mesure par la méthode de Braun le décalage entre I et II. Cette méthode consiste à faire agir par induction, avec un accouplement aussi imparfait que possible, les circuits I et II sur deux bobines séparées p' et p'' d'un circuit résonant. Si les deux composantes sont préalablement rendues aussi égales que possible, et si l'appareil de mesure intercalé dans le circuit résonant, dont les indications sont proportionnelles à $\int i^2 dt$, présente une déviation J_1 pour le montage en opposition et une déviation J_2 pour le montage en série, le décalage de phases est donné par la formule :

$$\text{tg}^2\gamma = J_1/J_2. \quad (10)$$

Cette relation n'est évidemment rigoureuse que pour des oscillations purement sinusoïdales. Sinon, il faut faire des corrections mais, dans l'expérience faite, celles-ci étaient, par suite du faible décrément logarithmique, de même ordre de grandeur que les erreurs d'observations et pouvaient être négligées.

Le dispositif expérimental est représenté par la figure 2 : u_1 et u_2 sont des commutateurs

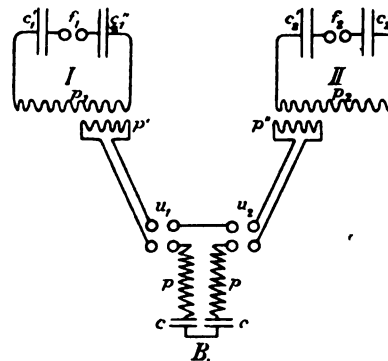


Fig. 2.

permettant de grouper entre elles de quatre façons différentes les bobines p' et p'' et le reste du circuit résonant. Deux positions des commuta-

teurs correspondent au montage en série, et deux autres au montage en parallèle. L'appareil de mesure était un bolomètre en fil de platine de $0^{mm},04$ d'environ 1,2 ohm de résistance employé avec le montage de Tissot : la sensibilité du galvanomètre Desprez d'Arsonval était de $8,10^{-9}$ pour une distance de l'échelle de 50 centimètres. La résistance totale de la branche du galvanomètre était de 1 050 ohms. Le fil de bolomètre B était directement intercalé dans le circuit résonant et était placé entre deux condensateurs égaux réglables.

Pour que la méthode donne des résultats quantitatifs d'après l'équation (10), il est nécessaire que les actions d'induction de I ou II sur p' ou p'' soient nettement limitées et ne s'exercent pas sur le reste du circuit résonant. Pour cela, on plaçait p' et p'' aussi près que possible de I et II, on faisait les connexions au moyen de fils torsadés et on employait, comme self-induction dans le circuit résonant, des bobines circulaires fermées. Pour que chaque longueur explosive correspondît à une tension explosive bien déterminée, on éclairait l'éclateur au moyen d'une lampe à arc avec une lentille de quartz. Les résultats obtenus sont indiqués dans le tableau suivant ; on avait :

$$c_1 = c_2 = c_3 = 800 \text{ cm.}.$$

$$\nu = \frac{1}{\sqrt{p_1 c_1}} = \frac{1}{\sqrt{p_2 c_2}} = 1,2 \cdot 10^7 \text{ par seconde env.}$$

Les valeurs de n_1 ainsi que de p_3 variaient, comme on le voit sur le tableau. γ_1 indique la valeur observée pour le décalage, et γ la valeur calculée d'après la formule (8) : le décalage est exprimé en degrés.

$\frac{\nu}{n}$	2,28	2,49	2,67	2,78	2,93
$\gamma = \pi \frac{\nu - n}{n}$ . .	231°	269°	300°	321°	348°
$\gamma_1 + \pi$	250°	270°	298°	313°	341°

On voit que la concordance entre les valeurs calculées et observées est satisfaisante ; les écarts proviennent du potentiel explosif.

R. V.

ÉLÉMENTS PRIMAIRES & ACCUMULATEURS

Brevets nouveaux concernant les éléments thermo-électriques. — *Centralblatt für Accumulatoren*, mars et avril 1906.

Perfectionnements dans la construction et le chauffage des éléments thermo-électriques cylindriques. — Compagnie thermo-électrique. — Pate angle 11 301, 30 mai 1905, acc. 11. 1. 06.

Des anneaux divisés en secteurs sont empilés et serrés entre deux couronnes maintenues par des boulons verticaux formant tirants. Ces anneaux sont séparés les uns des autres par des disques en papier d'amiante et une feuille de mica. Les pôles cuivre de l'élément peuvent être reliés ensemble en série ou en parallèle. La pile formée ainsi repose, par la couronne inférieure, sur un four en briques réfractaires et sur une fondation en fonte. Le foyer et le cendrier sont supportés par cette plaque de fondation et sont fermés par des portes. L'espace intérieur de la pile est séparé en deux parties par une cloison : les gaz vont en montant sur l'une des faces de cette cloison, et en descendant sur l'autre face. De là, ils passent dans une deuxième, et éventuellement dans une troisième pile semblable, puis sont évacués. Une enveloppe de tôle entoure chaque pile, et dans l'espace ménagé entre cette enveloppe et les disques, on fait circuler un courant d'air froid qui va rejoindre les gaz brûlés et s'échappe par la même cheminée qu'eux. Le cuivre des thermo-éléments est protégé contre l'oxydation par une couche de charbon de bois en poudre qui l'entoure.

Pile thermo-électrique. — Benier. — Brevet français 358 051, 26 septembre 1905.

L'inventeur part des considérations suivantes. Tout corps pondérable consiste en une réunion d'atomes ou de molécules. Dans les espaces intermoléculaires existent au moins deux autres corps non pondérables ; l'électricité et la chaleur. Les différentes molécules exercent entre elles une attraction et ont, en outre, encore une attraction pour un autre corps, l'éther. Si l'on appelle A les molécules d'un corps pondérable, B les molécules électriques et C les molécules calorifiques, on peut considérer les molécules A comme entourées de molécules B, entourées à leur tour de molécules C. Toutes ces molécules sont environnées d'éther qui les empêche de se toucher. Chaque molécule possède une force

d'attraction invariable, mais la force d'attraction totale peut être répartie en parties variables sur les différentes molécules voisines. Pour un seul et même corps, et pour la même température, le rapport des molécules calorifiques C est toujours le même. Si l'on augmente le nombre des molécules C, on augmente la température. Une molécule électrique chaude est attirée par une autre molécule froide. Cette force d'attraction pour l'électricité est la source de la f. é. m. dans une pile thermo-électrique, Mais, pour que cette f. é. m. produise un courant dans un conducteur dans lequel la chaleur n'est pas uniformément répartie, il faut que ce conducteur ait une disposition particulière, qui se trouve réalisée dans la présente invention. Si l'on prend trois métaux hypothétiques H, M, N représentés par le diagramme de Tait (fig. 1), et si l'on suppose que les métaux situés à la partie supérieure de ce diagramme possèdent le plus grand pouvoir d'attraction, les petits cercles placés le long des lignes représentent le degré de compression des molécules électriques. Si l'on réchauffe les baguettes H, M et N à une de leurs extrémités, en maintenant l'autre extrémité à 0°, trois cas sont possibles :

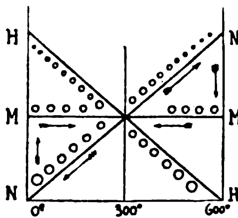


Fig. 1.

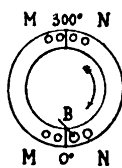


Fig. 2.

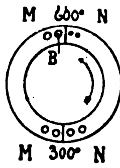


Fig. 3.

1° Dans le métal, M est la totalité des forces qui compriment l'électricité, la même à toutes les températures ;

2° Dans le métal H, l'électricité est de moins en moins comprimée à mesure que la température augmente ;

3° Dans le métal N, l'électricité est de plus en plus comprimée à mesure que la température augmente. La figure 2 représente un thermo-élément formé des métaux M et N, ayant aux soudures des températures de 0° et de 300° ; la figure 3 représente le même thermo-élément pour des températures de 300° et de 600° aux soudures. On remarque que, à 300°, l'électricité ne rencontre aucune résistance pour passer d'un métal à l'autre, quelle que soit la direction du courant. C'est le point neutre des deux métaux. Pour toutes les températures inférieures au point neutre, l'attraction est plus forte que la compression ; pour toutes les températures supérieures au point neutre, la compression est plus forte que l'attraction. Si la soudure froide est à 0° et la soudure chaude à 300° (figure 2), les molécules électriques B qui se trouvent en N sont soumises, à la soudure froide, à une attraction vers M. Dans la baguette M, les molécules électriques n'ont aucune résistance à surmonter pour aller d'une extrémité à l'autre. Il n'en est pas de même pour la baguette N. Si l'on se représente celle-ci comme décomposée en un très grand nombre de petites plaques, chacune de ces plaques a une force d'attraction et une compression très peu différente de celle de la plaque voisine. Les surfaces de contact présentent une f. é. m. égale à la différence entre la force d'attraction et la compression. Toutes ces forces tendent à faire circuler l'électricité dans la direction opposée à celle de la flèche, tandis que, à la soudure froide, l'électricité se déplace dans le sens de cette flèche. Les deux forces se compensent et ne peuvent produire aucun courant. Le courant est produit de la façon suivante. La force d'attraction de la chaleur est plus grande que la faible force d'attraction qui attire l'électricité d'une plaque vers l'autre : elle peut donc faire passer l'électricité d'une petite plaque vers une autre, possédant un pouvoir attractif plus faible. Pour cela, il est nécessaire que cette attraction de la chaleur trouve un point d'arrêt, et celui-ci est réalisé par les molécules B situées en N et à la soudure froide et fortement attirées par la baguette M. L'attraction de la chaleur fait donc circuler l'électricité dans la baguette N de la soudure à 300° vers la soudure à 0°, en surmontant la force d'attraction de toutes les petites plaques : le courant électrique passe donc dans le sens de la flèche. Pour établir des piles thermo-électriques d'après ce principe, on emploie avantageusement, au lieu de baguettes, des plaques d'une forme appropriée. On prend deux grosses plaques d'un métal ordinaire ; on les presse l'une contre l'autre à l'aide de boulons ; ensuite, on met ces plaques en présence de l'autre corps (métal ou métalloïde) dans un état el que cet autre corps pénètre peu à peu dans les plaques. Cette opération correspond

à peu près à la cémentation de l'acier. Le charbon pénètre lentement dans le fer, la carburation diminuant avec la profondeur de pénétration. On arrête l'opération avant que le charbon ait atteint la surface protégée. Cette méthode peut également être appliquée avec d'autres métaux, si l'on prend des plaques en métal peu fusible et un autre métal fondu. L'établissement de la pile est très simple : toutes les petites plaques sont pressées l'une contre l'autre par deux boulons. L'échauffement est produit au moyen d'un bain d'huile.

Thermo-élément à charbon pour emploi pyrométrique. — Kokosky. — Patᵉ alleᵉ 168 297, 10 mai 1904; acc. 24. 2. 06.

Les pyromètres thermo-électriques utilisant l'élément Le Chatelier ne peuvent être employés que jusqu à 1600° par suite du point de fusion des métaux constitutifs. En outre, le prix élevé de ces métaux oblige à employer des fils fins qui s'abîment facilement. On peut éviter ces inconvénients en employant, au lieu de métaux nobles à point de fusion élevé, des corps infusibles tels que le charbon, le graphite ou des mélanges appropriés. Ces corps peuvent être utilisés sous forme de baguettes analogues aux crayons de lampes à arc, ou sous forme de poudre contenue dans des tubes en U. Les forces thermo-électriques existant dans ces combinaisons sont suffisantes pour pouvoir être mesurées par les galvanomètres habituellement employés pour ces mesures. On peut établir des pyromètres contenant plusieurs de ces éléments en série, ce qui permet d'employer des voltmètres moins sensibles. Pour empêcher la destruction du charbon, on protège les éléments avec une armature en porcelaine réfractaire.

Thermo-élément. — Bristol. — Brevet américain 811 819, 30 juin 1905; acc. 6. 2. 06.

L'élément est formé de deux parties que l'on relie solidement entre elles. Ce mode de montage offre l'avantage qu'une partie (les extrémités froides) peut rester toujours installée convenablement, tandis que l'autre partie active est mise en place seulement quand le four, le bain, etc. sont terminés et peut être remplacée facilement à peu de frais. Les extrémités extérieures froides de l'élément sont munies d'un socle soutenant un dispositif de compensation approprié. Elles portent à leur partie supérieure des œillets d'accouplement avec boulons de serrage qui assurent une liaison rapide et efficace. Les extrémités de l'élément thermo-électrique sont soudées ou fondues sur les électrodes. Celles-ci sont toutes formées du même métal, pour qu'il ne se produise aucune action secondaire, et sont avantageusement constituées par du cuivre, pour que la surface de métal soit bonne et inattaquable.

E. B.

ÉCLAIRAGE

Arc à flamme de grande longueur. — **L. Andrews.** — *The Electrician*, 27 avril et 4 mai 1906. — *Institution of Electrical Engineers*, 26 avril.

Jusqu'à une époque relativement récente, toutes les expériences faites sur des lampes à arc semblaient avoir montré que, pour obtenir le rendement maximum, on devait limiter la longueur de l'arc à 3 ou 4 millimètres. Cependant, il est intéressant de remarquer que tous les progrès faits dans ces dernières années ont été obtenus par l'emploi d'arcs de 10 à 15 millimètres de longueur, et l'on peut montrer que la grande augmentation de rendement est due directement ou indirectement à cet accroissement de longueur.

Les perfectionnements apportés peuvent être résumés de la façon suivante :

a) Le cratère positif est formé dans une position telle qu'aucune portion de la lumière qu'il émet ne soit gênée par la présence du charbon négatif;

b) Les charbons sont imprégnés de différents sels métalliques pour rendre la flamme très lumineuse.

L'auteur rappelle une lampe très remarquable exposée en Angleterre par M. Carbone. Cette lampe absorbait 10 ampères sous 85 volts et produisait une quantité de lumière très considérable : depuis lors, elle s'est rapidement répandue à Berlin. Les principes sur lesquels repose cette lampe sont les suivants.

On sait que l'éclairage maximum que l'on peut obtenir dans une direction quelconque avec une lampe à électrodes de carbone est proportionnel à la surface du cratère positif visible dans cette direction, plus la lumière émise par les portions rouges des charbons, la pointe de l'électrode négative et la flamme ou l'arc. La surface du cratère étant proportionnelle au courant et augmentant d'une façon inappréciable quand la

différence de potentiel augmente, il semble à première vue que la dépense d'énergie à laquelle correspond une augmentation de la différence de potentiel aux bornes tende à diminuer le rendement. Il ne faut pas perdre de vue, cependant, que, pour toutes les applications pratiques, ce n'est pas la surface actuelle du cratère qui détermine le rendement utile, mais la surface visible sous un angle quelconque. Pour pouvoir calculer le pouvoir lumineux de la surface du cratère, il faut d'abord déterminer l'éclat intrinsèque du cratère positif. Celui-ci a été trouvé égal aux chiffres suivants, par trois expérimentateurs différents : 146 bougies ; 158 bougies ; 170 bougies par millimètre carré, soit une moyenne de 158 bougies (1). Mme Ayrton a trouvé que la sufrace totale d'un cratère de 10 ampères sous 45 volts est d'environ 18 millimètres carrés, dont environ 7 millimètres carrés pour la mèche et 11 millimètres carrés pour le charbon lui-même. Si l'on évalue à 100 bougies par millimètre carré l'éclat intrinsèque de la mèche, on trouve comme puissance lumineuse émise par le cratère positif de 10 ampères :

$$158 \times 11 + 7 \times 100 = 2\,438 \text{ bougies.}$$

Pour tracer la courbe polaire de l'arc, on décrit un cercle passant par l'origine et dont le diamètre est proportionnel à la puissance lumineuse maxima émise par le cratère positif (2 438 bougies dans le cas de l'arc de 10 ampères) : si l'on admet que la surface apparente du cratère vu d'un point quelconque est proportionnelle au cosinus de l'angle, chaque vecteur mené par l'origine et coupant le cercle est proportionnel à la puissance lumineuse du cratère mesurée sous l'angle correspondant. De ce vecteur, on déduit une longueur proportionnelle à la puissance lumineuse interceptée par le charbon négatif, et on ajoute une longueur proportionnelle à la lumière du cratère négatif, des charbons rouges et de l'arc lui-même. On obtient ainsi les courbes polaires bien connues, sur lesquelles on voit immédiatement l'influence désastreuse du charbon négatif dans les lampes de forme ordinaire, influence qui se traduit par une interception de la lumière vers le bas, c'est-à-dire dans la direction où l'on en a le plus besoin.

Pour éviter que la lumière du cratère positif soit interceptée par le charbon négatif, plusieurs inventeurs ont songé à employer des charbons inclinés. Mais ils se sont toujours limités à des différences de potentiel de 40 à 45 volts, et dans ce cas, la longueur de l'arc est telle que le charbon négatif intercepte encore plus de lumière qu'avec la disposition habituelle. La lampe Carbone est basée sur l'emploi de charbons inclinés et d'une différence de potentiel de 80 à 90 volts. Pour empêcher l'arc de papilloter, l'inventeur emploie un champ magnétique qui souffle la flamme en pointe émoussée. Un anneau rond plat en fer porte deux noyaux excités par des bobines : le champ agissant sur l'arc est dû uniquement à la dispersion magnétique de ce circuit fermé. L'anneau de fer est placé légèrement audessus du plan dans lequel sont placées normalement les pointes des charbons. Des trous percés dans l'anneau à mi-distance entre les points où il est fixé aux noyaux augmentent la réluctance et produisent une augmentation de dispersion aux points situés approximativement à angle droit avec les noyaux. Le résultat de ce dispositif est la production d'un flux de dispersion de forme hémisphérique juste suffisant pour maintenir l'arc à la pointe des charbons. Une coupelle creuse est placée à l'intérieur de l'anneau et entoure les charbons : sous l'effet du champ magnétique, la flamme de l'arc sort de cette coupelle comme une bulle de savon sort d'une pipe sous une faible pression. La portion la plus dense de la flamme est violette : elle est entourée d'une gaine ou enveloppe de gaz brûlants.

La surface du cratère positif d'un arc de 9,3 ampères sous 89 volts de la lampe Carbone a été trouvée égale à $17^{mm^2},1$, dont 3 millimètres carrés pour la mèche. La puissance lumineuse totale est donc approximativement la suivante :

Cratère positif du charbon. .	$14^{mmq},1$	$\times 158 =$	2 227,8
— de la mèche.	3	$\times 100 =$	300
Cratère négatif.	1	$5 \times 158 =$	237
Total.			2 764,8

Si l'on construit la courbe polaire avec cette donnée seule, on trouve qu'elle est considérablement plus petite que la courbe expérimentale relevée par le Dr Wedding sur la lampe Carbone par des mesures sous différents angles et dans différents plans. La différence provient de la quantité considérable de lumière produite par

(1) Bougies anglaises : British Candle-Power.

la flamme de l'arc : le Dr Wedding a trouvé que la puissance lumineuse moyenne mesurée dans le plan horizontal occupé par le cratère est d'approximativement 900 bougies et que, en pratique, aucune portion de cette puissance lumineuse ne provenait du cratère.

E. B.

Sur la production de rayons rouges dans la lampe à vapeur de mercure. — **F. Gehrcke et O. von Baeyer.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 19 avril 1906.

La lampe à vapeur de mercure produit, comme l'on sait, une lumière qui ne contient pas de rayons rouges, ce qui donne un très mauvais éclairage et dénature les couleurs habituelles des corps. On a cherché à remédier à cet état de choses, qui s'oppose à la propagation des lampes au mercure, en employant des tissus fluorescents ou en ajoutant aux arcs à mercure des lampes à incandescence. Ces tentatives sont restées peu fructueuses.

Il existe un moyen pour produire dans la lampe à mercure elle-même des rayons rouges intenses et améliorer ainsi la coloration de la lumière. Ce moyen consiste à employer du zinc avec le mercure. Si l'on place, dans un tube en quartz fondu, une électrode en amalgame de zinc contenant 100 parties en poids de zinc pour 30 parties en poids de mercure, l'arc qui jaillit dans le vide présente, à côté des raies brillantes du mercure de 435,9, 546,1, 576,9 et 579,0 $\mu\mu$, les raies du zinc de 468,0, 472,2, 481,1 et 636,4 $\mu\mu$. En particulier, la ligne rouge du zinc 636,4 est très intense. La lumière de cette lampe à amalgame de zinc fonctionnant sur un réseau ordinaire à 110 volts se rapproche beaucoup de la lumière du jour : la cire à cacheter paraît rouge, au lieu de paraître brun-chocolat, comme avec les lampes à mercure, et la peau humaine n'est plus décolorée en vert. Il n'y a que les objets jaunes qui sont encore modifiés et qui semblent trop rouges ou trop verts.

Les auteurs ont alors essayé d'ajouter un peu de sodium à l'amalgame de zinc, pour éviter ce dernier inconvénient. Ils ont parfaitement réussi, et la lampe ainsi constituée produit une lumière analogue à la lumière Bremer.

Enfin, les auteurs ont trouvé avantageux d'ajouter encore un peu de bismuth au mélange précédent (environ 10 %), pour éviter qu'à la température ordinaire l'amalgame de zinc solide ne brise, en se dilatant, le tube de quartz auquel il adhère fortement. L'adjonction de bismuth empêche les ruptures du tube, et le spectre de ce métal est beaucoup trop faible pour modifier les résultats obtenus.

La lampe employée par les auteurs avait été construite par Heraeus et était destinée à des études spectroscopiques : elle se prêtait mal à l'éclairage et c'est pourquoi les auteurs n'ont pas fait, sur elle, d'études du rendement lumineux. Il semble cependant que l'adjonction de zinc présente un grand intérêt et permette d'utiliser l'économie considérable que procure l'emploi de gaz et de vapeurs traversées par un courant électrique.

R. V.

Nouvelle forme de lampe à arc électrique employant des conducteurs de la seconde classe. — **Stadelmann.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 3 mai 1906.

L'idée d'augmenter la puissance lumineuse des lampes à arc en employant des conducteurs de la seconde classe est déjà assez ancienne et remonte à une cinquantaine d'années. Mais, dans toutes les lampes imaginées (bougie Jablochkoff, lampe Soleil), les charbons étaient directement en contact avec le conducteur de la seconde classe. Si l'on conserve les avantages de ces lampes en évitant leurs inconvénients, on arrive à un dispositif où le conducteur de la seconde classe sert de réflecteur ou d'accumulateur de lumière et où l'action lumineuse des charbons, celle de l'arc lui-même et celle du conducteur incandescent ainsi que son action réfléchissante sont utilisées. Le dispositif consiste essentiellement en une ou plusieurs paires de charbons ronds, primastiques ou plats, disposés à une certaine distance d'un ou plusieurs blocs en conducteurs de la seconde classe. Quand l'arc jaillit, il échauffe d'abord le bloc jusqu'à ce que celui-ci soit devenu incandescent et conducteur : à ce moment, l'écart entre les électrodes peut être augmenté, car une partie du courant passe par ce conducteur. La distance entre celles-ci et le bloc incandescent doit être telle que la résistance de la partie de l'arc comprise entre les électrodes et le conducteur de la seconde classe ne soit pas trop grande, de façon que l'arc puisse facilement persister. La lumière produite par un tel arc est remarquablement fixe.

E. B.

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. Noubt.

Tome XLVII. Samedi 2 Juin 1906. 13e Année. — N° 22.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

MÉMOIRES SUR L'ÉLECTROMÉTALLURGIE (1)

Sur la résistivité électrique des fontes et des aciers à haute température.

La résistivité des métaux dérivés du fer n'a été déterminée que pour l'état solide.

La connaissance de la résistance électrique de ces métaux fondus ayant une grande importance pour l'étude des fours électriques à acier, dans lesquels l'effet Joule se produit au sein du métal fondu, j'ai entrepris de mesurer la résistivité des fontes et des aciers, entre leur point de fusion et la température de 1800°.

Les expériences étaient effectuées dans un four comportant un canal de grande longueur et de faible section, replié en M et dont les extrémités aboutissaient à deux prises de courant maintenues solides par réfrigération.

On versait dans le canal un volume V de fonte, jaugé et pesé dans une poche de coulée et l'on faisait passer le courant.

Deux alternateurs couplés en parallèle fournissaient, à 540 volts environ, un courant primaire dont un transformateur spécial abaissait la tension dans l'une des proportions suivantes :

$$\frac{E^2}{E^1} = \overset{a}{\frac{1}{45}}\ \overset{b}{\frac{1}{36}}\ \overset{c}{\frac{1}{30}}\ \overset{d}{\frac{1}{22}}\ \overset{e}{\frac{1}{18}}\ \overset{f}{\frac{1}{15}},$$

de telle façon que par variation simultanée du coefficient de transformation et de la tension primaire, on pouvait réaliser toutes les tensions comprises entre 12 et 36 volts.

(1) Notes communiquées au VIe Congrès International de Chimie appliquée, Rome.

L'intensité du courant secondaire pouvait prendre toutes les valeurs entre 6 000 et 20 000 ampères.

La section du métal était au moment de l'introduction de la fonte :

$$S = \frac{V}{l},$$

V étant le volume de fonte jaugé dans la poche de coulée et l la longueur du canal creusé dans du chromite de fer aggloméré, dont le coefficient de dilatation était assez faible pour que l'on pût considérer sa longueur et sa largeur comme constantes dans la limite des températures observées. L'effet de la dilatation du métal se traduisait alors par une augmentation de l'épaisseur du bain, qui devenait :

$$h_1 = h_0 \left[1 + a(t_1 - t_0) \right],$$

a étant le coefficient moyen de dilatation cubique entre t_0 et t_1. Ce coefficient, encore indéterminé, fut trouvé voisin de 13×10^{-5}, par jaugeage direct d'un poids donné de métal dans la poche de coulée. Ce mode de détermination comporte une incertitude qui n'a pu être appréciée, mais qui ne peut probablement entraîner une erreur absolue de plus de 1/100 sur les valeurs trouvées pour la résistivité.

Les températures étaient appréciées à l'aide d'un pyromètre optique de Féry. La puissance, l'intensité et la tension aux bornes du four étaient mesurées au moyen d'un wattmètre de précision, d'un ampèremètre et d'un voltmètre à fil chaud étalonnés avec soin.

A une température quelconque, on avait :

$$W = EI \cos \varphi, \quad (1)$$

$$\frac{E}{I} = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}, \quad (2)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L}{R}, \quad (3)$$

R comprenant la résistance au contact des prises de courant de la résistance ohmique du bain.

On admettait que la résistance (kI) au contact était indépendante de la température et proportionnelle à I, ce qui permet d'écrire :

$$R_t = kI + \rho_t \frac{l}{S\left[1 + a(t_1 - t_0)\right]}. \quad (4)$$

On opérait d'abord sur un volume V de fonte liquide à une température voisine de 1 280° et on déterminait W, E, I. On laissait écouler un volume v de fonte et on faisait varier les constantes du courant de manière à ramener I à sa valeur initiale.

On déduisait k et ρ_{1280} des deux équations :

$$\frac{E_1}{I} \cos \varphi_1 = kI + \rho_{1280} \frac{l}{S}, \quad (5)$$

$$\frac{E_2}{I} \cos \varphi_2 = kI + \rho_{1280} \frac{l}{S \frac{V - v}{V}}. \quad (6)$$

Par les lectures simultanées de E_1, I, W_1 et de E_2, I, W_2, on obtenait cos φ_1 et cos φ_2.

Les premières expériences ont été faites sur de la fonte fournie par les Établissements Krupp, et dont la composition était la suivante :

Fe : 93,032 ; Mn : 2,752 ; C : 3,337 ; Si : 0,783 ; P : 0,061 ; S : 0,035.

La résistivité de cette fonte a été trouvée voisine de 160 microhms-centimètres pour une température comprise entre 1 280° et 1 340° C.

Mon ingénieur, M. Petitalot, qui m'a aidé dans mes recherches, se propose de les reprendre sous ma direction, en utilisant un four à induction, qui permettra des mesures continues.

Il étudiera de cette façon les résistivités des aciers au carbone et des aciers à constituants spéciaux.

*
* *

Procédé de traitement des minerais de tungstène pour l'extraction de l'acide tungstique industriel.

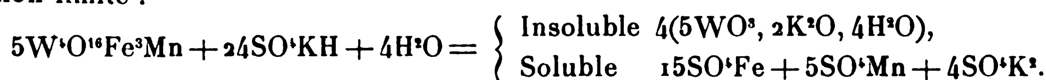
J'ai mis au point et complété le procédé connu d'attaque du wolfram par les bisulfates et j'ai particulièrement étudié son application aux minerais à cassitérite.

1° Attaque par les bisulfates alcalins.

L'attaque se fait dans un four à moufle, dont la sole en silice agglomérée au goudron est fortement pilonnée, puis calcinée avant la mise en service. On fond d'abord le bisulfate, après avoir fermé les orifices du moufle. Dès que la fusion est complète, on ouvre la porte de chargement et on ajoute le wolfram finement pulvérisé.

On brasse continuellement le mélange pour obtenir une attaque homogène et l'on élève ensuite la température jusqu'à ce que la masse devienne assez fluide pour être coulée.

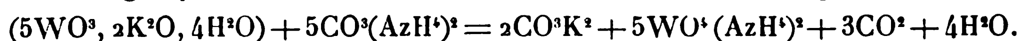
La matière coulée et refroidie est d'abord concassée, puis pulvérisée finement et mise en digestion dans l'eau qui dissout les sulfates métalliques et l'acide phosphorique et laisse insoluble le tungstate acide de potassium à l'état de masse blanche amorphe. Il faut observer que cette insolubilité n'existe qu'en liqueur acide, ce qui entraîne la nécessité d'employer un excès de bisulfate, c'est-à-dire, une proportion plus élevée que celle indiquée par la réaction limite :



$$5W^4O^{16}Fe^3Mn + 24SO^4KH + 4H^2O = \begin{cases} \text{Insoluble} \quad 4(5WO^3, 2K^2O, 4H^2O), \\ \text{Soluble} \quad 15SO^4Fe + 5SO^4Mn + 4SO^4K^2. \end{cases}$$

En pratique, on emploie une proportion double de bisulfate, tant pour assurer une attaque complète que pour tenir compte des pertes d'anhydride. De plus, on obtient, après lixiviation, une liqueur suffisamment acide pour maintenir insoluble le tungstate acide en solubilisant au contraire les phosphates s'il s'en trouve.

Après avoir séparé de la liqueur acide le résidu insoluble, qui comprend non seulement l'acide tungstique, mais la silice, la cassitérite et les sulfates insolubles, on évapore à sec et l'on reprend par l'eau pure, en y ajoutant du carbonate d'ammoniaque. On peut aussi ajouter d'abord de l'ammoniaque et faire passer ensuite un courant d'acide carbonique. Tout l'acide tungstique est dissous et la silice reste insoluble ainsi que la cassitérite :



$$(5WO^3, 2K^2O, 4H^2O) + 5CO^3(AzH^4)^2 = 2CO^3K^2 + 5WO^4(AzH^4)^2 + 3CO^2 + 4H^2O.$$

En fait, on n'obtient pas le tungstate neutre ammoniacal, car, par évaporation, c'est un paratungstate qui se produit. L'ammoniaque en excès se dégage, jusqu'à ce qu'on arrive à un sel de la forme :



$$12WO^3, 5(AzH^4)^2O + nH^2O,$$

n variant de 11 à 5 suivant la température d'évaporation.

Le sel obtenu cristallise en lamelles ou en cristaux aciculaires, il perd son eau de cristallisation à 100°, puis si on continue à le chauffer au contact de l'air, il se décompose en laissant un acide tungstique renfermant un peu d'azote dont la présence ne présente du

reste aucun inconvénient au point de vue métallurgique, car les azotures et oxyazotures sont tous décomposés au-dessus de 1 200° C.

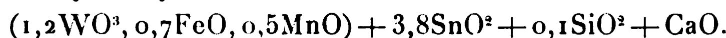
Si l'on veut obtenir de l'acide tungstique plus pur, on traite la solution ammoniacale par l'acide sulfhydrique jusqu'à formation du sulfotungstate d'ammoniaque, dont on précipite le trisulfure de tungstène par l'acide chlorhydrique comme l'a indiqué Berzélius. Cette opération complémentaire est inutile pour les applications métallurgiques.

Application du procédé a un minerai Cassiterite-wolfram.

Soit un minerai concentré hypothétique contenant :

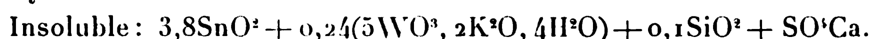
WO_3 : 27,80 %; FeO : 5, %; MnO : 3,66 %; SnO_2 : 57, %; SiO_2 : 0,60 %; CaO,MgO : 5,60 %; Divers : 0,34 %,

composition qui correspond, par tonne, à la formule :

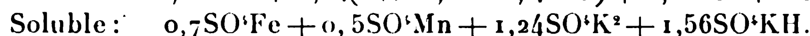


$$(1,2WO_3, 0,7FeO, 0,5MnO) + 3,8SnO_2 + 0,1SiO_2 + CaO.$$

En attaquant ce minerai par 5 molécules de bisulfate on obtient, abstraction faite des pertes en anhydride :



Insoluble : $3,8SnO_2 + 0,24(5WO_3, 2K_2O, 4H_2O) + 0,1SiO_2 + SO_4Ca.$



Soluble : $0,7SO_4Fe + 0,5SO_4Mn + 1,24SO_4K_2 + 1,56SO_4KH.$

En traitant l'insoluble par deux molécules de carbonate d'ammoniaque, on solubilise l'acide tungstique, et l'on récupère ensuite une partie de l'ammoniaque, en n'en perdant en fin de compte qu'un quart de molécule environ.

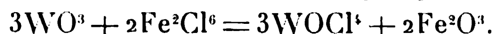
Il reste comme résidu $3,8SnO_2 + 0,1SiO + SO_4Ca$, c'est-à-dire un minerai d'étain à 80 % de cassitérite ou 63 % d'étain, minerai que l'on peut enrichir jusqu'à 75 % d'étain par simple lavage entraînant le sulfate de calcium.

Le prix de revient du procédé ne pourrait être un obstacle à son application, puisque l'on ne met en jeu que les réactifs nécessaires pour la séparation du wolfram.

Préparation de l'acide tungstique pur par l'intermédiaire de l'oxytetrachlorure de tungstène.

Du résidu d'acide tungstique impur obtenu par l'attaque au bisulfate, on peut extraire l'acide tungstique pur en le faisant passer transitoirement dans une combinaison volatile intégralement séparable des autres impuretés.

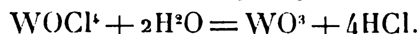
En additionnant l'acide tungstique brut et préalablement desséché, d'un mélange en proportions convenables de sulfate ferrique et de chlorure de calcium et en chauffant un peu au-dessous de 400°, il se forme du chlorure ferrique qui réagit sur l'acide tungstique :



$$3WO_3 + 2Fe_2Cl_6 = 3WOCl_4 + 2Fe_2O_3.$$

L'oxyterachlorure de tungstène $WOCl_4$ fond à 210° et bout à 227°. Il cristallise sous forme de magnifiques aiguilles rouge rubis, transparentes, très faciles à recueillir dans un condenseur métallique.

En dissolvant ensuite ces cristaux dans l'eau, l'oxychlorure se décompose et donne un précipité d'acide tungstique et de l'acide chlorhydrique :



$$WOCl_4 + 2H_2O = WO_3 + 4HCl.$$

La seule impureté à redouter pourrait résulter de l'entraînement dans le condenseur d'une faible proportion de perchlorure de fer dont la décomposition partielle dans l'eau fournirait du peroxyde de fer. Mais en opérant en solution très froide et lavant rapidement le précipité tungstique, le dépôt de fer est presque nul et s'élimine à l'état colloïdal.

Fabrication du chrome et des alliages du chrome à faible teneur en carbone.

Jusqu'à ces derniers temps, on s'est borné à traiter au four électrique le chromite de fer naturel en présence d'une quantité convenable de carbone et en employant des fours à deux électrodes mobiles, pour éviter le contact du métal avec le carbone.

La Willson Aluminium Company employait ces fours à deux foyers en série depuis 1899.

La réaction que l'on cherche à réaliser peut s'exprimer par la formule suivante :



$$2Cr^2O^3 + 7C = CCr^4 + 6CO.$$

Généralement, on descend difficilement à la teneur de 6 °/₀ de carbone, ou on n'y arrive que par des fusions réitérées sur une brasque d'oxyde, ou sous un bain de scorie très oxydante.

Quant à la teneur en chrome, elle varie entre 60 et 65 °/₀ et ne peut être poussée plus loin qu'à l'aide de minerais exceptionnels ou de composés purifiés.

Mon procédé permet de préparer le chrome et le ferrochrome avec une très faible teneur en carbone.

Ce procédé qui peut s'appliquer à un certain nombre d'autres métaux, consiste à opérer d'abord la réduction électrique de l'oxyde du métal à obtenir, en présence d'une proportion convenable de silice. On utilise ensuite le siliciure obtenu comme réducteur d'une nouvelle quantité d'oxyde, ou ce qui revient au même, on soumet ce siliciure à une fusion oxydante en présence de l'oxyde ou d'un composé oxygéné du métal à obtenir auquel on ajoute de la chaux pour scorifier la silice formée.

On peut écrire comme suit les réactions caractéristiques du procédé appliqué à la production du chrome en partant du sesquioxyde de ce métal :

1° *Réduction pour siliciure:*



$$Cr^2O^3 + SiO^2 + 5C = SiCr^2 + 5CO$$

2° *Fusion oxydante pour affinage :*

a) Avec sesquioxyde



$$3SiCr^2 + 2Cr^2O^3 + 3CaO = 10Cr + 3SiO^3Ca.$$

b) Affinage avec le chromate de calcium



$$3SiCr^2 + 2CrO^4Ca + CaO = 8Cr + 3SiO^3Ca,$$

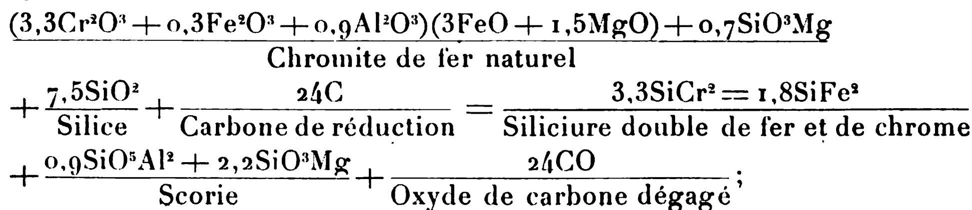
c) Affinage avec le bichromate de potassium



$$3SiCr^2 + Cr^2O^7K^2 + 2CaO = 8Cr + 2SiO^3Ca + SiO^3K^2.$$

Si la réduction pour siliciure s'effectue sur un mélange d'oxydes et non sur un oxyde pur, les réactions sont analogues aux précédentes et l'on obtient un siliciure complexe dont on élimine également le silicium par fusion oxydante. On peut prendre pour exemple la préparation du ferrochrome riche au moyen du fer chromé naturel. En attribuant au minerai une formule arbitraire, les réactions peuvent s'exprimer par les formules suivantes :

1° *Réduction pour siliciure:*

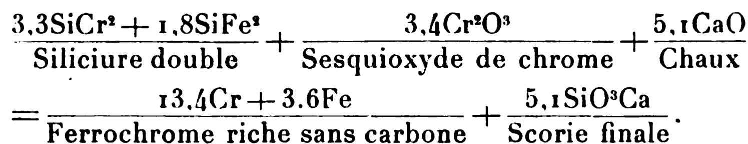


$$\underset{\text{Chromite de fer naturel}}{\underline{(3{,}3Cr^2O^3 + 0{,}3Fe^2O^3 + 0{,}9Al^2O^3)(3FeO + 1{,}5MgO) + 0{,}7SiO^3Mg}}$$

$$+ \frac{7{,}5SiO^2}{\text{Silice}} + \frac{24C}{\text{Carbone de réduction}} = \frac{3{,}3SiCr^2 = 1{,}8SiFe^2}{\text{Siliciure double de fer et de chrome}}$$

$$+ \frac{0{,}9SiO^5Al^2 + 2{,}2SiO^3Mg}{\text{Scorie}} + \frac{24CO}{\text{Oxyde de carbone dégagé}};$$

2° *Fusion oxydante pour affinage:*



$$\underset{\text{Siliciure double}}{\underline{3{,}3SiCr^2 + 1{,}8SiFe^2}} + \underset{\text{Sesquioxyde de chrome}}{\underline{3{,}4Cr^2O^3}} + \underset{\text{Chaux}}{\underline{5{,}1CaO}}$$

$$= \underset{\text{Ferrochrome riche sans carbone}}{\underline{13{,}4Cr + 3{,}6Fe}} + \underset{\text{Scorie finale}}{\underline{5{,}1SiO^3Ca}}.$$

La préparation du siliciure s'effectue dans un four électrique quelconque, à électrodes en carbone, analogue à ceux que l'on emploie pour le ferrosilicium, mais fonctionnant avec une densité de courant plus considérable.

L'élimination du silicium par fusion oxydante peut être réalisée de plusieurs manières :

Lorsque l'on emploie comme oxydants les chromates qui cèdent facilement leur oxygène, on peut opérer par projection directe de l'oxydant sur un bain de siliciure porté à une température suffisante. Le siliciure de chrome étant très fusible et très fluide à l'état fondu, la réaction est d'abord énergique, mais comme elle n'est pas suffisamment exothermique pour que la chaleur dégagée maintienne le métal à l'état fondu, on est obligé de faire intervenir une source extérieure de chaleur. Il convient, au début, de n'ajouter la matière oxydante pulvérisée que par petites quantités à la fois, pour éviter les réactions explosives. On peut aussi introduire les chromates à l'état fondu.

L'emploi des chromates alcalins présente un inconvénient grave, celui d'émettre pendant l'opération des vapeurs très préjudiciables par leur causticité à la santé du personnel. Il vaut mieux employer le chromate de calcium que l'on peut préparer dans l'usine même.

Pour chauffer le métal pendant la réaction d'affinage, on peut employer mon four électrique à induction.

On peut se servir également d'un four électrique ordinaire à deux foyers en série, dans lequel les électrodes sont coulantes, c'est-à-dire qu'elles sont constituées par le siliciure même qu'il s'agit d'affiner, tandis que le bain est formé par des composés oxydés du métal à libérer. Par suite de la chaleur dégagée par le courant, les électrodes fondent peu à peu au contact du bain qui oxyde le silicium et fournit une nouvelle quantité de métal exempt de carbone qui vient s'ajouter au métal provenant de la fusion des électrodes.

La fabrication des électrodes ne présente aucune difficulté : on les obtient par coulée directe, dans un moule approprié, du siliciure fondu sortant du four électrique.

Il faut observer cependant que les siliciures à haute teneur en silicium présentent une texture cristalline et sont très cassants. Aussi est-il préférable de limiter la proportion de silicium en dessous de la formule indiquée SiM^2.

En agissant ainsi, on obtient un alliage cohérent, peu fragile et propre à la fabrication des électrodes. Il est vrai que cet alliage contient toujours une petite quantité de carbone, mais ce carbone disparaît en grande partie pendant la fusion oxydante.

Comme d'autre part, cette fusion oxydante introduit dans le bain une nouvelle quantité de métal pur, la proportion finale de carbone peut être considérée comme négligeable.

Il convient pour l'emploi des électrodes coulantes, d'ajouter au bain oxydant les fondants nécessaires pour que le point de fusion du bain soit peu éloigné du point de fusion des électrodes.

En partant du chromate de fer, j'ai obtenu facilement par mon procédé, du ferrochrome à moins de 0,2 °/₀ de carbone ; en partant du sesquioxyde pur et fondant le siliciure en présence du chromate de calcium, j'ai obtenu du chrome pur se laissant facilement attaquer par la lime.

Fabrication du molybdène et du ferromolybdène à basse teneur en carbone.

1° Préparation électrolytique.

Le chlorure double de molybdène et de sodium fondu s'électrolyse facilement et permet d'obtenir du molybdène exempt de carbone.

On sait que le chlorure $MoCl^5$ fond à 194°, qu'il entre en ébullition vers 270°, et que son avidité pour l'eau le rend très difficilement maniable. Au contraire, le chlorure double de molybdène et de sodium est stable, peu hygrométrique; son point de fusion est supérieur à 300° et il n'émet pas de vapeurs sensibles en dessous du rouge.

Pour préparer le chlorure double de molybdène et de sodium on introduit à l'une des extrémités d'un moufle incliné en terre réfractaire siliceuse, des morceaux de sel marin et à l'autre extrémité du carbure de molybdène ou une fonte de molybdène assez carburée pour être facilement granulée. On chauffe jusqu'au rouge sombre et l'on fait passer un courant de chlore qui attaque rapidement le molybdène. La vapeur de chlorure de molybdène réagit à son tour sur le chorure de sodium qui se colore en brun rougeâtre et se liquéfie rapidement. Le chlorure double s'écoule alors dans un réservoir en fonte émaillée clos et refroidi par une circulation d'eau.

2° Électrolyse du chlorure double.

L'électrolyse peut s'effectuer dans un four dont les dispositions sont analogues à celles que j'ai décrites en 1902 pour la fabrication du vanadium.

Des plaques de molybdène carburé forment les anodes.

Pendant l'électrolyse, le chlore dégagé aux anodes attaque celles-ci et forme du chlorure de molybdène qui se dissout dans le bain, de telle sorte que chaque molécule dissociée est remplacée immédiatement par une molécule semblable formée aux dépens du métal des anodes. Dans ces conditions, la tension aux bornes de l'électrolyseur ne dépasse pas 7 à 8 volts pour une densité de courant de 0,8 ampère par centimètre carré de surface active des anodes.

La cathode est constituée par un bain de plomb contenu dans une cuvette en sulfure de molybdène pur aggloméré avec du goudron de houille.

Ce sulfure est pratiquement infusible dans les conditions de l'opération et il conduit suffisamment l'électricité pour amener le courant dans le bain de plomb.

Le molybdène mis en liberté se dissout dans le plomb et l'on peut couler tant que l'alliage ne contient pas plus de 18 °/₀ de molybdène.

Les deux métaux ne paraissent avoir, du reste, qu'une médiocre affinité l'un pour l'autre et on les sépare facilement en chauffant la masse au four électrique sous un bain d'alumine pure. Le plomb distille et il reste du molybdène pur que l'on peut couler aisément en lingots, en prenant toutefois quelques précautions pour ne brûler à l'air que la moindre quantité possible de métal.

La production d'un kilogramme de molybdène pur exige environ 11 kilowatts-heures pour l'opération électrolytique.

3° Préparation par réaction du siliciure sur l'oxyde.

On peut également employer le procédé général que j'ai appliqué pour le chrome, le manganèse, le nickel, etc., consistant à faire réagir le siliciure du métal à obtenir sur un

composé oxydé du même métal et opérant en présence de la chaux pour scorifier la silice.

Pour préparer le siliciure, on réduit au four électrique le bioxyde de molybdène en présence d'un excès de silice et d'une proportion convenable de carbone. La préparation ne présente pas plus de difficultés techniques que celle du ferrosilicium.

La réaction s'écrit :



$$2MoO^2 + 3SiO^2 + 10C = Si^3Mo^2 + 10CO.$$

La fusion oxydante s'effectue aisément dans mon four canal à induction. Lorsque le siliciure est fondu, on projette sur le bain un mélange de bioxyde de molybdène et de chaux qui fond rapidement en attaquant vivement le siliciure suivant la réaction :



$$Si^3Mo^2 + 3MoO^2 + 3CaO = Mo^5 + 3SiO^3Ca.$$

Le four à induction doit être muni d'un dispositif permettant de faire varier du simple au double le nombre des ampère-tours primaires, car la résistance du secondaire varie beaucoup pendant l'opération.

En effet, alors que la résistivité du molybdène pur fondu est comprise entre 250 et 260 microhms-centimètres, celle du siliciure fondu est au moins deux fois plus considérable.

4° Préparation du ferromolybdène.

La fabrication du ferromolybdène est plus facile que la précédente, car elle n'exige d'autres matières premières que le ferrosilicium à 50 °/₀ et le bioxyde de molybdène.

Dans mon four canal à induction, on prépare un bain de ferrosilicium et on projette à sa surface le bioxyde de molybdène mélangé de chaux ou du molybdate de calcium.

La réaction est la suivante :



$$Si^2Fe + 2MoO^2 + 2CaO = Mo^2Fe + 2SiO^3Ca,$$

ou bien avec le molybdate de calcium :



$$3Si^2Fe + 4MoO^4Ca = Mo^4Fe^3 + 4SiO^3Ca + 2SiO^2.$$

Dans le premier cas, on obtient du ferromolybdène à 75/80 °/₀ de Mo et dans le second cas un alliage à 65/70 °/₀.

On peut préparer de la même façon les alliages de chrome-molybdène et chrome-molybdène-tungstène, utilisables pour la fabrication des aciers rapides.

*
* *

Sur le traitement des minerais urano-vanadifères.

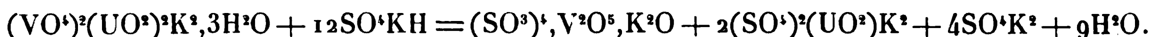
1° Traitement de la carnotite par les bisulfates alcalins.

Ma méthode consiste à solubiliser le vanadium et l'uranium en attaquant la carnotite par un bisulfate alcalin ; à réduire ensuite le sulfate d'acide vanadique à l'état de sulfate de divanadyle et à traiter la solution par l'ammoniaque et le carbonate d'ammonium, de manière à former simultanément un hypovanadate insoluble et un carbonate double d'uranyle et d'ammonium soluble.

La fusion du minerai à carnotite s'opère dans un four à réverbère dont la sole est en silice agglomérée ou en briques de silice bien jointives ; ce four est chauffé par un gazogène permettant d'obtenir une flamme très oxydante.

On introduit dans le four environ 250 kilogrammes de bisulfate de potassium dont on élève progressivement la température jusqu'à fusion. On ajoute alors peu à peu le minerai réduit en poudre fine et on brasse constamment la masse tout en poussant la température

en flamme oxydante. Lorsque l'attaque est terminée, ce qui exige plusieurs heures, on coule en plaques que l'on pulvérise après refroidissement et que l'on soumet à un lavage méthodique à l'eau bouillante, de manière à épuiser avec le minimum d'eau. Il se forme un sulfate double d'acide vanadique et de potassium $(SO^3)^4,V^2O^5,K^2O$ et du sulfate double d'uranyle et de potassium $(SO^4)^2(UO^2)K^2$, d'après la réaction :



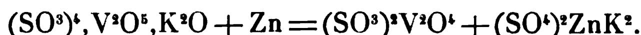
$$(VO^4)^2(UO^2)^2K^2,3H^2O + 12SO^4KH = (SO^3)^4,V^2O^5,K^2O + 2(SO^4)^2(UO^2)K^2 + 4SO^4K^2 + 9H^2O.$$

L'insoluble contient la silice et la plus grande partie des sulfates de calcium et de plomb.

En concentrant la liqueur et laissant refroidir, on sépare facilement par cristallisation les sulfates doubles uranipotassique et vanadipotassique peu solubles dans l'eau, tandis que les sulfates d'aluminium, fer et potassium plus solubles restent dans l'eau-mère. Néanmoins, afin d'éviter les pertes, on pousse la concentration assez loin pour que le précipité urano-vanadique entraîne une partie des sels plus solubles. Du reste, cette première séparation n'a d'autre but que d'éliminer le sulfate acide de potassium en excès en vue de réduire ensuite la consommation de zinc employé pour la réduction du sel vanadique.

La masse cristallisée obtenue par concentration et refroidissement est reprise par l'eau bouillante ; on précipite par l'hydrogène sulfuré les traces de plomb qui restent, ainsi que le cuivre et l'arsenic, et on filtre de nouveau à chaud.

Dans la solution filtrée, on ajoute la quantité de zinc nécessaire pour ramener le sulfate d'acide vanadique à l'état de sulfate de tétroxyde (réduction jusqu'à la liqueur bleue) :



$$(SO^3)^4,V^2O^5,K^2O + Zn = (SO^3)^2V^2O^4 + (SO^4)^2ZnK^2.$$

On étend suffisamment la liqueur contenant l'uranium et le vanadium et on y ajoute du carbonate d'ammoniaque et de l'ammoniaque jusqu'à neutralisation exacte ; il se forme un précipité d'hypovanadate d'ammoniaque $(2V^2O^4,AzH^4O,3H^2O)$ et l'uranium reste en solution à l'état de carbonate double d'uranyle et d'ammoniaque $(CO^3)^2(UO^2(AzH^4)^2$.

En chauffant la liqueur à l'ébullition, ce sel se décompose et il se dépose un hydrate de sesquioxyde d'uranium que l'on recueille, sèche et calcine pour chasser l'eau et les quelques centièmes d'ammoniaque qu'il retenait encore. L'ammoniaque est récupérée en presque totalité ; on la recueille dans un saturateur à absorption.

Le précipité d'hypovanadate contient une partie du fer et de l'alumine et un peu de sulfate de chaux. On le reprend par l'acide nitrique pour l'oxyder et on évapore à siccité. Le résidu d'acide vanadique brut est mis en digestion avec le carbonate d'ammoniaque à chaud, qui précipite le fer, l'alumine et le sulfate de chaux.

On ajoute ensuite à la liqueur, filtrée et concentrée par ébullition et refroidie, du chlorhydrate d'ammoniaque qui précipite le vanadium à l'état de métavanadate que l'on fait cristalliser une fois encore si le produit n'est pas suffisamment pur.

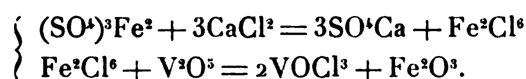
Le procédé que je viens de décrire est applicable aux minerais à carnotite découverts dans le Colorado. On pourrait l'appliquer également, avec quelques modifications de détails, au traitement des sables alluvionnaires du Colorado qui renferment du vanadium et de l'uranium.

2° Traitement par le perchlorure de fer.
Principe de la méthode.

A la température du rouge sombre, la vapeur de perchlorure de fer réagit sur l'anhydride vanadique en donnant du trichlorure de vanadyle, qui distille à 126° et que l'on recueille dans l'eau où il se décompose en régénérant l'acide vanadique.

Pour l'application, on chauffe dans un four à moufle communiquant avec un condenseur en fer, un mélange en proportions calculées de sulfate ferrique et de chlorure de calcium (ou de magnésium) avec le minerai vanadifère. A un moment donné, on voit apparaître des vapeurs jaune-verdâtre de trichlorure de vanadyle. On cesse alors de pousser le feu et l'on se contente de maintenir la température. Lorsque tout l'acide vanadique est attaqué, les vapeurs deviennent rougeâtres par suite de la seule présence du perchlorure de fer volatilisé. On arrête alors l'opération.

Les réactions sont les suivantes :

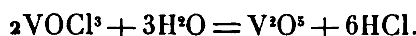


$$\left\{\begin{array}{l}(SO^4)^3Fe^2 + 3CaCl^2 = 3SO^4Ca + Fe^2Cl^6 \\ Fe^2Cl^6 + V^2O^5 = 2VOCl^3 + Fe^2O^3.\end{array}\right.$$

On recueille dans le condenseur un liquide mobile jaune clair, fumant à l'air, dans lequel baignent des cristaux de chlorure double de fer et de vanadyle.

On décante rapidement la partie liquide et on y ajoute lentement à peu près le tiers de son poids d'eau.

L'acide vanadique précipite :



$$2VOCl^3 + 3H^2O = V^2O^5 + 6HCl.$$

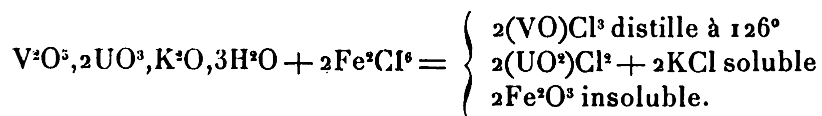
Lorsque la précipitation est à peu près complète, on filtre sur l'amiante, on lave, on sèche et on calcine le précipité. Quant à la liqueur claire, si elle contient encore du vanadium, on la concentre par ébullition de manière à chasser la majeure partie de l'acide chlorhydrique que l'on recueille. On précipite ensuite l'acide vanadique au moyen d'un lait de chaux, on lave, on sèche et on calcine.

Quant aux cristaux de perchlorure double de fer et de vanadyle, on les repasse dans une opération ultérieure, ou bien on les dissout et l'on traite par la soude qui donne un vanadate soluble et précipite le fer.

Application aux minerais vanado-uranifères.

Mon procédé au perchlorure de fer s'applique également aux minerais contenant de l'uranium (carnotites et sables vanado-uranifères).

On mélange le minerai avec les proportions de sulfate ferrique et de chlorure de calcium ou de magnésium suffisantes pour satisfaire à l'équation :



$$V^2O^5,2UO^3,K^2O,3H^2O + 2Fe^2Cl^6 = \left\{\begin{array}{l}2(VO)Cl^3 \text{ distille à } 126^\circ \\ 2(UO^2)Cl^2 + 2KCl \text{ soluble} \\ 2Fe^2O^3 \text{ insoluble.}\end{array}\right.$$

Le vanadium est recueilli par condensation et décomposition en présence de l'eau. Quant à l'uranium, il reste dans le résidu à l'état de chlorure d'uranyle et de chlorure double d'uranyle et de potassium, tous deux très fusibles.

On reprend par l'eau chaude le résidu refroidi et solidifié et l'on obtient une solution jaune que l'on sépare de l'insoluble par filtration ; on ajoute alors dans la liqueur un lait de chaux qui précipite l'oxyde d'uranium hydraté.

Comme on peut s'en rendre compte ce procédé simple supprime, pour les minerais vanadifères, la plupart des opérations accessoires, imposées pour la séparation des impuretés dans les dissolutions ou les précipités vanadiques.

(A suivre.) Gustave Gin.

INSTALLATION DE TRACTION ÉLECTRIQUE PAR COURANT MONOPHASÉ A L'EXPOSITION DE MILAN(¹).

L'exposition de Milan étant répartie en deux groupements principaux situés l'un à la place d'Armes et l'autre au Parc, il a été nécessaire de réunir ces deux points par des moyens de communication fréquents et rapides. Après avoir examiné différentes solutions, on s'est arrêté à un projet présenté par un syndicat de traction électrique de Milan à la tête duquel se trouve M. Finzi. Ce projet offre l'avantage de présenter un intérêt technique tout spécial pour les ingénieurs qui visiteront l'exposition de Milan, car il repose sur l'emploi de courant monophasé à haute tension. On se rappelle que le Dr Finzi est un des premiers qui aient proposé et employé le moteur série monophasé pour la traction électrique : des expériences ont été entreprises par lui en 1903 entre Milan et Musocco, et ont fait l'objet, à Paris, d'une conférence à la Société Internationale des Électriciens. Récemment la compagnie Westinghouse et la compagnie Finzi ont conclu ensemble un traité par lequel elles s'engagent à étudier en commun toutes les nouvelles installations de traction en Italie.

L'installation complète de traction électrique à l'exposition de Milan a été effectuée par la Unione Elettrotecnica Italiana.

La voie est établie sur un viaduc construit en partie en bois et en partie en fer : les sections construites en bois correspondent principalement aux parties élevées du viaduc, et les sections en fer aux parties de raccordement avec la voie placée au niveau du sol. La figure 1 donne une vue en coupe d'une portion de viaduc construite en bois.

La voie est double sur tout son parcours entre les stations : elle est généralement simple aux stations. Elle a une longueur totale de 1 500 mètres environ et présente un rayon de courbure de 100 mètres et une rampe maxima de 3 %. Les rails sont du type ordinaire de la Rete Adriatica : ils pèsent environ 30 kilogrammes par mètre courant. Ils servent pour le retour du courant et sont éclissés au moyen de connexions en cuivre de 62mm,5 de diamètre.

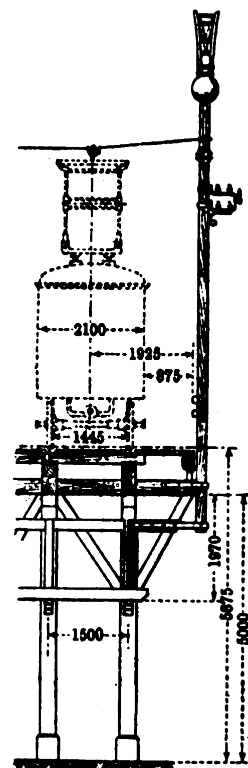


Fig. 1. — Coupe du viaduc (en bois).

Sur la figure 1, on voit le mode de suspension du fil de trôlet servant à l'alimentation des automotrices. Ce fil, qui présente un double isolement par rapport à la terre, a une section de 43 millimètres carrés et est placé à une hauteur de 6 mètres au-dessus des rails de roulement : il est disposé en zigzag par rapport à l'axe de la voie pour assurer une usure uniforme des archets de prise de courant. Il est supporté par des fils transversaux en acier auxquels sont fixés des isolateurs de suspension. La figure 2 montre la forme des isolateurs à double cloche placés au sommet des poteaux et auxquels sont liés les fils transversaux en acier. La figure 3 représente un des types d'isolateurs de suspension auxquels sont fixés les supports à oreilles du fil de trôlet.

(¹) D'après l'Elettricita.

Dans les stations, où la hauteur du fil de trôlet est abaissée, on a supprimé le fil transversal, et fixé le fil de trôlet au support à double isolement que représente la figure 4. Tous les isolateurs ont été prévus pour une tension normale de 10000 volts, car, après la fermeture de l'exposition, on se propose de faire quelques essais à des tensions comprises entre 2000 et 10000 volts. Pendant la durée de l'exposition, le fil de trôlet sera alimenté sous 2000 volts à 15 périodes.

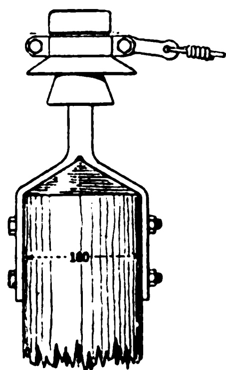


Fig. 2.

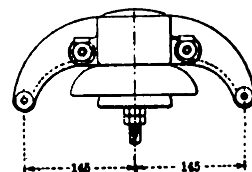


Fig. 3.

Le courant qui alimente le fil de trôlet est produit par un alternateur monophasé tétrapolaire, tournant à une vitesse de rotation de 600 tours par minute et produisant une différence de potentiel de 2000 volts à la fréquence de 15 périodes par seconde. Cet alternateur est entraîné par un moteur triphasé de 600 chevaux à 3600 volts : on a prévu, en réserve, un autre alternateur commandé par un moteur à gaz Langer et Wolf. L'excitation est fournie par un petit groupe formé par un moteur asynchrone triphasé et une dynamo à courant continu, à laquelle on a adjoint une batterie d'accumulateurs. A la sortie de l'usine génératrice, ainsi qu'en un grand nombre de points, on a disposé sur le fil de trôlet des parafoudres à cornes destinés à parer à toute décharge atmosphérique.

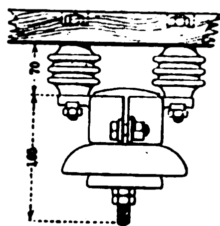


Fig. 4.

Le matériel roulant comprend quatre trains comportant chacun quatre voitures, ainsi que le montre la figure 5. Sur cette figure, on voit la disposition de l'organe unique de prise de courant et des câbles à haute tension, passant sur le toit des voitures, et alimentant les motrices de tête et de queue. Chaque voiture a 11 mètres de longueur et $4^{m},50$ d'empattement et est supportée par deux essieux : un train contient 250 voyageurs dont 96 assis. La vitesse maxima est de 38 kilomètres à l'heure. La disposition des essieux à déplacement latéral employés sur les voitures permet le passage facile dans des courbes de 25 mètres de rayon. Les deux motrices de tête et de queue portent chacune deux moteurs et les voitures intermédiaires un moteur. La puissance de chacun de ceux-ci est de 25 à 30 chevaux.

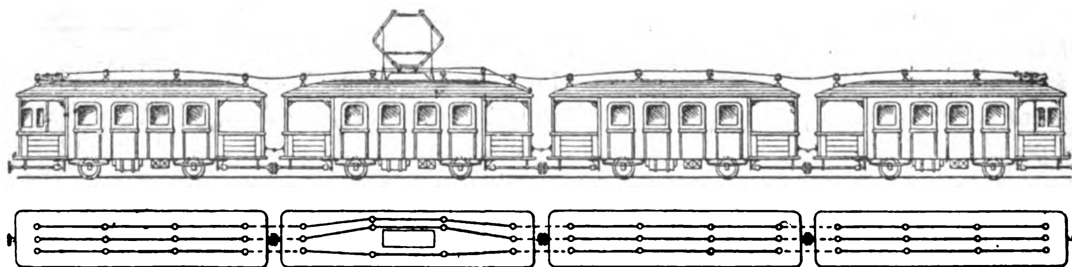


Fig. 5. — Vue d'un train et des câbles à haute tension.

Chaque voiture de tête ou de queue est munie d'un poste de commande contenant les appareils de manœuvre et de réglage de la vitesse. La figure 6 représente le schéma des connexions d'un train. Il y a un transformateur en tête et un transformateur en queue. Le cou-

rant à haute tension, recueilli par l'archet de prise de courant et amené par les câbles à haute tension placés sur le toit des voitures, passe par l'interrupteur-disjoncteur A ou B, manœuvré automatiquement ou à la main, traverse les primaires des transformateurs I

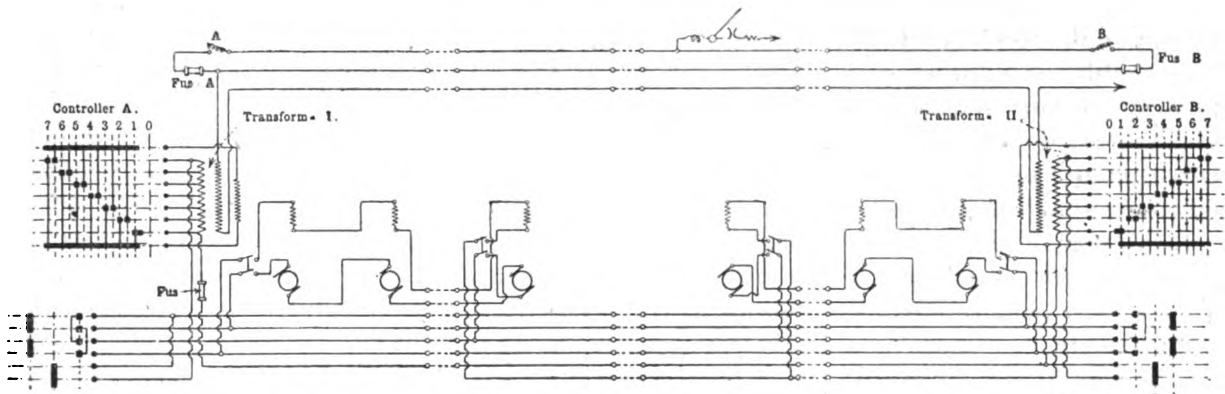


Fig. 6. — Schéma des connexions d'un train.

et II reliés en série, et va à la terre. Le secondaire de chaque transformateur porte un certain nombre de prises de courant permettant de faire varier la différence de potentiel aux bornes des moteurs. Ceux-ci sont reliés par trois en série et forment ainsi deux groupes. Au démarrage, le controller prend la pleine tension secondaire de l'un des deux transformateurs (180 volts). A celle-ci vient s'ajouter une tension, variable pour chaque position du controller, prise sur le secondaire du second transformateur. Les 7 positions du controller permettent de faire passer, par échelons de 30 volts, la différence de potentiel aux bornes d'un groupe de 180 à 360 volts, ce qui donne, aux bornes de chaque moteur, des différences de potentiel variant de 60 à 120 volts par échelons de 10 volts. Les inverseurs placés au-dessous des controllers permettent d'effectuer les connexions nécessaires pour le renversement de marche.

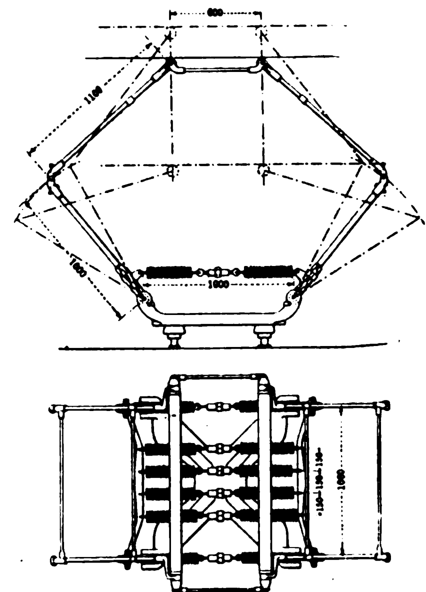


Fig. 7. — Organe de prise de courant.

Les moteurs, construits avec des pôles saillants feuilletés, sont munis d'enroulements compensateurs placés à 90° des enroulements inducteurs afin de neutraliser la self-induction de l'induit. L'induit porte 65 conducteurs placés dans des encoches couvertes. Il n'y a aucune connexion résistante entre ces conducteurs et les lames de collecteur correspondantes.

Chaque transformateur a une puissance de 40 kilowatts et pèse environ 1 300 kilogrammes : il est ventilé par le courant d'air. Le primaire est prévu pour une tension de 1 000 volts, et le secondaire pour une tension maxima de 180 volts : les prises de courant permettant de prendre toutes les différences de potentiel comprises entre 0 et 180 volts.

Les controllers ont été établis pour un courant de 700 ampères. Le cylindre principal est relié à une manette ordinaire : une seconde manette commande l'inverseur. Il n'y a pas de soufflage magnétique. Pour passer d'une position à la suivante sans rompre le circuit et

sans produire de court-circuit sur la partie de l'enroulement secondaire comprise entre deux prises de courant, on intercale entre elles une bobine de self-induction.

L'organe de prise de courant est représenté par la figure 7. Il comprend un double archet à rouleau du type Finzi et Tallers. Cet appareil permet d'éviter toute étincelle destructive : lorsqu'un des rouleaux passe au droit d'un support, le second assure la prise du courant. L'ensemble est extrêmement élastique, et grâce aux articulations des bras, les rouleaux peuvent prendre toutes les positions comprises entre la position minima qui correspond à une hauteur de 4800 millimètres au-dessus des rails de roulement et la position maxima qui correspond à une hauteur de 5700 millimètres au-dessus des rails de roulement. Ces deux positions sont figurées en trait interrompu sur la figure 7.

L'équipement d'un train est complété par des connecteurs à haute tension qui assurent la jonction entre les câbles placés sur le toit des voitures, et des connecteurs à basse tension qui assurent la continuité des différents circuits. Des freins à air comprimé, alimentés par un compresseur électrique, assurent le freinage.

R. de Valbreuze.

SUR LA COMPOSITION DE L'AIR DU CHEMIN DE FER MÉTROPOLITAIN DE NEW-YORK (1)

Des études très complètes ont été poursuivies pendant six mois par le Dr Soper dans le Métropolitain souterrain de New-York, afin de déterminer la composition de l'air du tunnel et de rechercher si cet air ne contenait pas d'éléments nuisibles.

Il était nécessaire de se rendre compte si, en étendant le réseau conformément aux prévisions, on n'aurait rien à redouter au point de vue de la salubrité publique.

Les conditions dans lesquelles se trouve le métropolitain souterrain de New-York étant très semblables à celles du métropolitain de Paris, il nous a paru intéressant de traduire le rapport du Dr Soper, publié par le Street Railway Journal.

Les méthodes pour faire des relevés ont été empruntées aux procédés chimiques et bactériologiques. Le Dr Soper n'avait pas été autorisé à examiner l'état de santé des employés, quoique cette question eût pu éclairer une partie intéressante de son rapport.

Les recherches commencèrent en juillet et furent terminées en décembre. Elles furent exécutées dans un délai suffisant pour tenir compte des différentes saisons de l'année.

Température.

Depuis un an environ, le surchauffage du tunnel est considéré par le public comme une question extrêmement intéressante ; aussi commencerons-nous par la traiter.

La surélévation de la température ne devint perceptible qu'au milieu de mars 1905. Jusqu'à cette époque, les températures extérieure et intérieure étaient à peu près voisines, mais cependant un peu plus élevées dans le tunnel. Lorsque l'été vint, l'air du tunnel eut une température plus élevée que celle de l'extérieur ; or, elle aurait dû être moindre.

Avant que le métro fût en service, la température dans le tunnel était de (18,3 F.), soit

(1) Traduit par M. H. de Grièges.

10°,2 centigrades inférieure à celle ambiante, pendant les semaines les plus chaudes. Après la mise en service des trains, la température moyenne du tunnel fut de (5,2 F.) supérieure, soit 2°,9 centigrades, par rapport à la température extérieure, pendant les mêmes semaines chaudes. La température moyenne constatée pendant cette semaine dans le tunnel fut de 28°,5 centigrades. Le maximum relevé fut (88°,2 F.), soit 31°,2; la température était la même dans la rue. La plus basse température que j'ai relevée dans le tunnel cet hiver fut de — 1°,1 C. à la station de Canal Street; cette température était supérieure de 8°,88 C. à celle de l'extérieur. Donc, la différence de température qui existait entre la rue et le métro était beaucoup plus grande en hiver qu'en été.

En juillet et en août 1905, la température moyenne du métro était de 4°,9 plus élevée que celle de la rue, mais dans les premiers jours de novembre, la différence fut de 8°,4 C.

Dans le milieu de novembre, je demandai aux ingénieurs du métro à quoi ils pouvaient attribuer ces différences de température, mais je n'ai pas pu obtenir de renseignements qui m'indiquent d'une façon quelconque la vraie cause.

Étant donné que les métros d'Europe ont leurs souterrains qui s'échauffent toujours davantage d'année en année, et ayant remarqué que fin novembre la surchauffe avait encore augmenté, je crois que l'été qui viendra nous permettra de faire des expériences intéressantes.

Les causes et les remèdes pour la surchauffe du métro sont des sujets d'étude pour l'ingénieur en chef G.-S. Rice. Si la solution est trouvée, et nous le souhaitons, pendant le prochain été, le tunnel sera plus frais.

Effet de la chaleur.

Au point de vue sanitaire, la chaleur du métro est peu nuisible ainsi que l'on a pu s'en apercevoir. Du reste, il serait difficile d'expliquer comment la chaleur peut être malsaine en été. Mais, si la chaleur n'a pas d'effets nocifs, elle est tellement désagréable qu'il est absolument nécessaire de rafraîchir le tunnel. En été, le tunnel est surtout désagréable le matin et le soir ; cela tient à ce que sa température est constante pendant 24 heures par jour, tandis que dans les rues, la température varie entre le jour et la nuit. Certaines gares sont plus chaudes que d'autres. Les gares express s'échauffent et se refroidissent plus rapidement que les gares omnibus.

En résumé, les endroits du métro qui sont en communication fréquente avec l'air extérieur, ont plus de variation de température et leur température moyenne est plus basse.

En hiver, lorsqu'il y a un vent violent et froid, la transition à la sortie des stations est plus désagréable qu'en été lorsqu'il fait chaud. En hiver, à la sortie des stations, il y a une chute de température telle que les thermomètres les plus sensibles ne peuvent l'enregistrer aussi rapidement qu'on la ressent.

Une expérience fut faite cependant avec un thermomètre ventilé, spécialement construit à cet effet, et, pour donner une idée de la variation de température, je citerai les cas suivants :

Dans un relevé, quand l'air du tunnel avait une température de (59,5 F.) 15°,3 C., une baisse de (12,5 F.) 7° C. se produisit en moins de 1 minute 1/2.

Une autre fois, la baisse fut de (7 F.) 3°,8 C. en une minute.

Les variations furent plus considérables encore, mais le mercure ne pouvait les enregistrer assez rapidement.

Humidité.

Durant la période de mes recherches, l'air du tunnel était pratiquement aussi sec que celui des endroits couverts ou à l'ombre des rues.

Cependant, la condensation de l'humidité de l'atmosphère s'est faite dans le tunnel à une température plus élevée que d'ordinaire, quoique le degré de saturation soit moindre dans le tunnel que dans la rue.

En un mot, il y a bien un peu plus d'eau dans l'air du tunnel comparé à l'air des rues, mais comme la température du tunnel est plus élevée, l'air du tunnel n'approche pas autant de son point de saturation.

L'humidité relative moyenne du tunnel fut pour juillet et août 1905 : sous le tunnel 57,5 °/₀, et à l'extérieur 60,6 °/₀. La moyenne d'humidité est de beaucoup la plus élevée au moment où il fait le plus chaud, elle atteint jusqu'à 64,8 °/₀.

Jamais on n'a constaté sous le tunnel de brouillard ou de vapeur ; toutefois, on peut percevoir à certains moments une opacité de l'air qui se constate surtout lorsqu'il est traversé par un rayon solaire pénétrant sous le tunnel. Cette opacité est produite par la poussière et non pas par l'humidité.

Oxygène.

Des analyses chimiques furent faites pour déterminer si la composition de l'air en oxygène était suffisante et, d'autre part, s'il n'était pas vicié par les produits de la respiration.

Les échantillons d'air furent prélevés dans des récipients spécialement construits dans ce but, l'analyse était exécutée le jour même ou le lendemain.

Les prises d'échantillons étaient faites, soit dans les gares, soit entre elles, à des heures différentes ; aux mêmes moments, on recueillait aussi de l'air dans les rues pour la comparaison.

Il est intéressant de voir que les résultats de mes expériences furent les mêmes que ceux obtenus par le Pr Chandler de la Columbia University et par la Commission d'hygiène de la ville. On peut en conclure que la composition de l'air n'a pas changé puisque les expériences précitées avaient été faites avant et après la mise en service des lignes du Métro.

Environ 80 expériences furent faites par la Commission d'hygiène de la ville. Les résultats furent remarquablement uniformes. La plus grande différence constatée dans la composition d'oxygène de l'air extérieur et intérieur fut de 7 °/₀. La moyenne pour le tunnel fut de 20,6 °/₀ d'oxygène et pour l'extérieur 20,71 °/₀.

Une des expériences les plus intéressantes fut la recherche de la quantité d'acide carbonique. L'analyse de l'air est facile surtout en ce qui concerne la mesure des gaz produits par la respiration humaine.

Tout air contient de l'acide carbonique, mais la quantité existante dans l'air extérieur est bien inférieure à celle que l'on peut relever dans des endroits clos, occupés par de nombreuses personnes. La différence que l'on peut mesurer entre cette quantité trouvée dans l'air du tunnel et celle trouvée dans l'air extérieur donne le degré de pureté relative.

Le nombre de ces analyses est de plus de 2000 ; elles atteignent par volume 3 °/₀, chaque volume représentant 1/10000 du volume d'air.

Il était nécessaire de faire la mesure de l'acide carbonique avec une très grande précision parce que sa dose est extrêmement faible. Je puis prétendre que la mesure d'oxygène et d'acide carbonique fut faite avec une grande exactitude, supérieure au degré d'exactitude atteint ordinairement en pratique.

Il n'y a pas d'endroit où l'acide carbonique existe en grande quantité. Le relevé, ayant donné la quantité maximum, fournit 8,89 d'acide carbonique pour 10000 d'air, ceci dans le tunnel, au-dessous de Parc Avenue, près de la gare du Grand Central, le 27 décembre 1905, à 6 h. 02 du soir.

Il serait intéressant d'étudier les quantités d'acide carbonique contenues dans l'air du tunnel aux différentes heures du jour et de la nuit, suivant le mouvement des voyageurs, comparativement avec l'air extérieur.

Cela étonnera beaucoup de gens de savoir que, lorsque les trains du Métro circulent, on relève beaucoup plus d'acide carbonique dans l'air compris entre les stations que dans les stations elles-mêmes; cela tient à la violente ventilation produite par la marche des trains.

Cette ventilation est si active que, si l'on met de puissants ventilateurs dans le tunnel, on s'aperçoit que ceux-ci ne sont pas efficaces et que leur effet est entièrement annulé par le déplacement d'air des trains.

Analyses bactériologiques.

Des recherches furent faites sur le nombre de bactéries dans l'air du tunnel et dans celui des rues. Les bactéries furent recueillies en les séparant de l'air par un filtrage et déposées dans un bouillon de culture. Emportées au laboratoire, les bactéries furent cultivées dans un récipient, à la température humaine, pendant 48 heures. Les colonies bactériennes devinrent visibles à ce moment et furent comptées, puis, lorsqu'elles eurent atteint leur dimension maximum, elles furent examinées chacune séparément.

Ces méthodes ont donné d'excellents résultats et 3000 analyses bactériologiques furent faites. On peut en déduire que dans l'air des rues, on trouve environ le double de bactéries que dans un même volume d'air du tunnel. Pendant ou immédiatement après la pluie, il y a moins de bactéries dehors qu'intérieurement, mais le nombre augmente dehors après quelque temps et progresse très rapidement s'il y a du vent.

La grande moyenne obtenue après diverses expériences, donne les chiffres de 500 bactéries pour le tunnel contre 1 157 bactéries pour les rues; ces relevés ont été faits sur des plaques déposées sous le tunnel et dans les rues.

En tenant compte que les plaques qui ont servi aux relevés ont une surface de (1,13 sq foot) 1,050 centimètres carrés chacune, on peut se représenter le nombre de bactéries qui se déposent par centimètre carré et elles peuvent être comptées.

Le nombre de bactéries trouvé en filtrant l'air du tunnel est de 3 200 par mètre cube, contre 6 500 par mètre cube d'air extérieur. Il est intéressant de voir que par deux procédés différents, on a trouvé les mêmes résultats.

Nous avons recherché quelles étaient l'origine et l'espèce des bactéries et champignons du tunnel.

Après examen de ces bactéries, de leur nombre et de leur poids, j'en suis arrivé à conclure que les bactéries du tunnel ont été apportées par l'extérieur. En effet, le nombre de bactéries dans l'air du tunnel varie avec le nombre contenu dans l'air des rues.

Les bactéries se trouvent en plus grande quantité près des entrées qu'à l'extrémité des stations.

La poussière introduite par les courants d'air dans les accès, recueillie à son entrée, contient beaucoup plus de microbes que la poussière prélevée dans le tunnel même. Les bactéries sont en plus grande quantité aux points des accès frappés par le vent extérieur, qu'aux endroits abrités du vent.

Enfin il y a plus de bactéries dans la poussière soulevée par un train qui démarre qu'il n'y en a dans la poussière apportée par un train qui freine.

On peut certifier que la plupart des bactéries du tunnel dérivent des bactéries des rues et sont aussi dues à la foule qui tousse, éternue et crache.

Contre la toux et l'éternuement, il n'y a rien à faire, mais par contre, il faut rendre plus

•••

sévère le règlement qui défend de cracher et il faut que la Commission du Métro agisse pour empêcher la propagation par le crachat.

Conditions d'hygiène.

Dans mon rapport (du 1er fév. 1906), adressé à la Commission du Métropolitain, je critiquais les conditions d'hygiène des gares et des cabinets d'aisance, ainsi que le ballast des voies au droit des stations, qui sert de réceptacle à d'innombrables quantités de microbes.

Dans mon rapport préliminaire du 19 octobre 1905, je recommandais aussi que le ballast des stations soit souvent renouvelé, ou encore mieux, qu'il soit recouvert d'une fine couche de béton facilement lavable.

Les règlements élaborés par la Commission municipale d'hygiène pour le nettoyage de la voie et des voitures sont si complets que je ne puis faire mieux que de les rappeler :

Gares. — Pour balayer les accès, quais, escaliers du Métro, on devra toujours employer de la sciure de bois mouillée et des balais de crin. Le balayage à sec sera toujours interdit. Des récipients convenables seront employés pour contenir la sciure et ils devront être différents pour la sciure vierge et la sciure usagée, et cette dernière devra être jetée au dehors des gares le jour même de son emploi.

L'équipe du nettoyage commencera la nuit aussitôt que la foule venant des théâtres aura disparu. A cette heure, non seulement on devra procéder à un nettoyage complet, mais aussi à un lavage des bureaux et des cabinets d'aisance.

En outre, une fois par semaine au moins, les murs devront être fortement frottés. Les puisards, postes d'eau, urinoirs et cabinets d'aisance devront être nettoyés avec des instruments *ad hoc* deux fois par jour et traités avec des désinfectants très efficaces.

L'essuyage des stations sera fait avec des toiles bien propres et mouillées, puis on les lavera après chaque emploi. Les toiles à sec seront proscrites pour l'essuyage des stations et des voitures.

Des crachoirs seront placés sur les quais et dans les stations ; ceux-ci contiendront de la sciure de bois ; ils seront désinfectés et nettoyés deux fois par jour.

Des affiches interdisant de cracher par terre seront placées d'une manière bien visible et partout où cela sera nécessaire.

Une boîte à ordure, bien propre, sera disposée dans chaque station pour recevoir les vieux journaux, papiers, détritus divers des voyageurs.

Les hommes d'équipe chargés du nettoyage recevront des instructions bien précises pour le nettoyage et la désinfection.

Voitures. — Les voitures seront nettoyées au dépôt dans les trois heures qui suivront leur garage. Les banquettes et panneaux de bois seront lavés avec des chiffons mouillés, le parquet avec un faubert très souvent trempé dans l'eau. En outre, le parquet devra être frotté à des intervalles déterminés par l'expérience.

Service sanitaire. — La Compagnie Interborough créera un service spécial qui s'occupera de la situation sanitaire de la ligne et qui sera rendu responsable, non seulement de l'état de propreté, mais aussi des moyens d'exécution adoptés pour le nettoyage et la désinfection.

La voie. — Il est recommandé que le ballast intérieur et extérieur aux voies, soit recouvert d'une mince couche d'asphalte ou tout autre produit pouvant être facilement nettoyé.

Le restant du ballast devra être arrosé avec un produit non inflammable, mais gras ou poisseux, collant la poussière et l'empêchant d'être soulevée au passage des trains.

Il est bon de reconnaître, que la Compagnie du métro fait beaucoup pour nettoyer la ligne et la tenir très propre. Mais, à mon avis, la manière de procéder laisse à désirer. Probablement, la poussière, la boue et les déblais retirés chaque mois de la ligne et des voitures pèsent plusieurs tonnes ; mais, si le travail était fait plus intelligemment et avec plus de méthode, on pourrait encore en retirer bien davantage.

Poussières du tunnel.

La poussière du tunnel a fait l'objet d'études spéciales et de nombreuses analyses chimiques, physiques et biologiques.

Les analyses chimiques de la poussière montrent qu'elles contiennent 61,38 % de fer. Il y a aussi 21,94 % de matières organiques consistant en matières d'origine animale ou végétale, 15,58 % de silice et autres matières non solubles dans l'acide et 1,18 % d'huile. La moyenne d'un nombre considérable de relevés faits est de 61,6 milligrammes de poussières suspendues dans 1 000 pieds cubes d'air, soit 28 321 mètres cubes. Le poids maximum atteint était de 204 milligrammes.

23 essais comparatifs furent faits pour déterminer dans des cas différents, le poids de la poussière de l'air et celui de la poussière du métropolitain, au même moment et à peu près au même endroit. On a trouvé une augmentation moyenne de poids de poussière de 47 % pour le tunnel par rapport à l'air.

Dans 18 cas, le poids de la poussière de l'air du tunnel varie de 11 à 800 %.

L'origine de cette production de poussière peut être facilement retrouvée. Une grande partie des matières organiques et siliceuses est apportée des rues par les courants d'air et les voyageurs. D'autre part, le ciment, le béton, le bois, etc... et tous les matériaux employés à la construction se désagrègent et tombenten poussière petit à petit ; il en est de même des vêtements et chaussures des voyageurs. Mais, tout le reste de la poussière provient surtout du métal pulvérisé produit par le fonctionnement des trains.

Il a été prouvé que la poussière métallique est surtout composée de fonte, provenant des sabots de frein des voitures. Du reste, si on mesure l'usure de ces sabots, on en déduit qu'en moyenne l'usure est d'une tonne par 1 600 mètres et par mois. En outre, les roues et les rails s'usent. Une grande partie de ce poids de poussières métalliques n'est pas mélangée à l'air ; les parcelles relativement lourdes tombent et, par le mouvement des trains, se déplacent jusqu'à ce qu'elles se soient fixées sur des parties grasses, ou encore, elles glissent entre le ballast et vont aussi se loger à la partie inférieure des pierres.

J'ai demandé à la Commission de rechercher si la présence, dans l'air, de poussières métalliques, pouvait être nuisible à la santé. Des médecins prétendent que cela n'a pas d'inconvénient.

Odeur.

Je veux vous parler aussi d'une chose singulière : l'odeur dans le métro. Rien n'a géné autant les voyageurs, si ce n'est la chaleur, que l'odeur.

Cette odeur plus ou moins forte, selon le temps, est uniformément répandue dans tout le tunnel. Dans certains cas, elle fut si violente qu'on la sentait à 30 mètres d'une ouverture de gare, dans la rue.

Cette odeur est surtout pénétrante lorsqu'il fait très chaud et humide, et lorsqu'il y a beaucoup de voyageurs en circulation. Elle est, en majeure partie, produite par les huiles em-

ployées pour le graissage. Au début, pour roder les mouvements, l'huile fut employée avec excès et le balast, les traverses et les rails en furent couverts et imbibés.

Il y avait aussi une certaine odeur dégagée par des pierres du ballast qui ont été taillées dans un roc du genre de l'ardoise, or, ce type de pierre a une odeur très caractéristique quand elle est mouillée; du reste, lorsqu'il pleuvait, les gares par lesquelles entrait l'humidité sentaient bien plus mauvais.

Une odeur particulière, fréquente et désagréable, était produite par le désinfectant dont on se servait dans les cabinets. Des essais de laboratoire ont démontré que ce produit n'avait pas de propriétés microbicides ou désodorisantes ; mélangé en petite quantité dans un liquide sentant mauvais, il annule son odeur, c'est pour cette raison qu'il a été employé. A mon avis, désinfectants et désodorisants possédant une odeur ne doivent pas être employés dans le Métropolitain.

Sauf de rares exceptions, l'odeur n'a jamais été suffisamment désagréable pour indisposer quelqu'un dans le tunnel.

En résumé, pour conclure très brièvement, je déclare que le métro de New-York est aussi bien ventilé que possible, et qu'il n'y a pas de danger pour la santé, sauf en ce qui concerne peut-être la poussière métallique. Le besoin d'assainir le tunnel fera trouver un remède.

Je ne crois pas qu'il y ait quelque chose à faire contre la poussière. Mais, si elle est vraiment dangereuse, l'ingéniosité des Américains permettra certainement de parer à ces inconvénients.

H. G.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Théorie balistique de la décharge par étincelles. — **Schwedoff** *(fin)* (1). — *Drudes Annalen*, mai 1906.

L'intensité de champ a une allure toute différente pour les très faibles distances explosives. A proximité de l'axe des ordonnées, la courbe monte très rapidement. Récemment, Earhart et Shaw ont fait des expériences sur des distances explosives réduites jusqu'à une fraction de micron. On a trouvé que, quand la longueur d'étincelles diminue d'une façon continue, l'intensité de champ s'approche d'une valeur maxima finie. Shaw calcule cette valeur finale de h à 150 volts par micron d'après ses mesures, et à 200 volts d'après les mesures de Earhart. Cela correspond à 5 000 ou 6 000 unités électrostatiques par centimètre.

(1) Voir *Éclairage Electrique*, tome XLVII, 26 mai 1906, page 300.

Pour examiner ce que donne la théorie balistique dans ces conditions, l'auteur introduit dans l'équation (11), $l = 0$. On a alors $h = h_0$. On en déduit, d'après l'équation (2) : $mu^2/2 = 0$. Si donc la distance explosive est extrêmement petite, l'énergie cinétique d'électrons libres devient aussi négligeable. L'intensité de champ atteint sa valeur maxima h_0, qui, d'après les mesures de Shaw et Earhart, est comprise entre 5 000 et 6 000 unités électrostatiques. Cette conclusion présente une grande importance : la constante h_0 représente l'intensité de champ nécessaire pour la production d'étincelles quand l'énergie cinétique d'électrons libres n'intervient pas, c'est-à-dire l'intensité de champ qui seule est capable de décomposer les molécules gazeuses.

Les nombres indiqués ci-dessus pour h_0 ne doivent être considérés que comme une évaluation assez approximative : en effet ces nombres ont été obtenus par des mesures portant sur des longueurs d'étincelles extrêmement réduites,

longueurs pour lesquelles on peut commettre des erreurs de mesure énormes. En interpolant les résultats relatifs à des étincelles de longueur un peu moins réduite, on trouve le nombre 6 400 comme valeur de h_0.

En ce qui concerne le coefficient c, on peut admettre provisoirement que c'est une constante. On prend alors sur la courbe d'intensité de champ deux points de coordonnées $l_1 h_1$ et $l_2 h$ telles que $l_2 = 2l_1$. Si l'on pose $e^{-l_1/c} = x$, on a $e^{-l_2/c} = x^2$, On obtient, d'après l'équation (11) :

$$\frac{h_0}{h_1} - 1 = \frac{c}{\lambda}(1 - e^{-l_1/c}) = \frac{c}{\lambda}(1 - x) \qquad (14_a)$$

$$\frac{h_0}{h_2} = 1 = \frac{c}{\lambda}(1 - e^{-l_2/c}) = \frac{c}{\lambda}(1 - x^2). \qquad (14_b)$$

On en tire :

$$x = e^{-l_1/c} = \frac{(h_0/h_2) - 1}{(h_0/h_1) - 1} - 1 \qquad (15)$$

$$\frac{1}{c} = \frac{1}{\log e \,.\, l_1} \log \left[\frac{1}{\frac{(h_0/h_2) - 1}{(h_0/h_1) - 1} - 1} \right] \qquad (16)$$

$$\lambda = c \frac{1 - e^{-l/c}}{(h_0/h) - 1}. \qquad (17)$$

Pour calculer c et λ d'après ces formules, l'auteur utilise les tableaux de Earhart. De ces tableaux, il tire $l_1 = 0^{cm},001$, $l_2 = 0^{cm},002$, $h_1 = 1\,300$ unités électrostatiques, $h_2 = 800$ unités électrostatiques. En introduisant dans les équations (16) et (17) ces valeurs et la valeur 6 400 pour h_0, on trouve :

$$c = 0{,}0041 \text{ cm.} = 41 \text{ microns}; \qquad (17_a)$$

$$\lambda = 41 \frac{1 - e^{-l/41}}{(6\,400/h) - 1} \text{ microns.} \qquad (17_b)$$

D'après la théorie, le facteur λ doit rester constant quand h et l varient. Le tableau I montre que ce résultat théorique est vérifié. Dans ce tableau, l désigne la distance explosive en microns, v le potentiel explosif en volts d'après les mesures de Earhart, h l'intensité de champ calculée en unités électrostatiques, λ la constante à déterminer, exprimée en microns.

On peut étudier, au moyen de la théorie balistique, l'allure de la courbe de potentiel, courbe que les résultats pratiques de Liebig et de Baille ont montré n'être ni hyperbolique ni parabolique pour les très faibles distances explosives. En introduisant dans l'équation (11) $h = v/l$, on obtient :

$$v = \frac{h_0 l}{1 + \frac{c}{\lambda}(1 - e^{-l/c})}. \qquad (18)$$

TABLEAU I

l	v	h	λ
7,96	350	1 465	2,2
8,26	360	1 453	2,2
9,44	360	1 271	2,1
10,3	400	1 291	2,3
10,9	408	1 246	2,3
11,8	408	1 152	2,3
13,0	416	1 068	2,2
13,8	454	900	2,2
18,6	460	825	2,2
23,0	512	742	2,3
30,7	556	604	2,3
37,8	604	533	2,2
45,4	664	487	2,3
46,3	670	482	2,3
58,4	712	416	2,2
70,5	820	388	2,2
73,7	864	391	2,2
96,6	986	341	2,1
109,0	1 080	331	2,1
Moyenne.			2,2

En différenciant par rapport à l, on trouve l'équation suivante :

$$\frac{dv}{dl} = \left(1 + \frac{c}{\lambda}\right) \frac{l^2}{h_0} e^{-l/c} \left[e^{l/c} - \frac{1 + (l/c)}{1 + (\lambda/c)} \right].$$

Pour déterminer le signe du second membre, il suffit d'étudier le binome entre crochets. On a : $e^{l/c} = 1 + \frac{l}{c} + \frac{1}{2}\frac{l^2}{c^2} + \cdots$

On voit, d'après cette série, que $e^{l/c}$ est toujours plus grand que $1 + l/c$. A plus forte raison, on a : $e^{l/c} > \frac{1 + (l/c)}{1 + (\lambda/c)}$.

Par conséquent, la différence entre crochets et la dérivée dv/dl sont positives. La courbe de potentiel théorique est montante.

Si l est très grand en comparaison de c, $e^{-l/c}$ est négligeable en comparaison de l'unité. On a alors : $v = \frac{h_0}{1 + c/\lambda} l.$ (20)

Les facteurs h_0 et λ étant constants, et c étant supposé constant, l'équation (20) représente une droite. Pour de grandes distances explosives, la courbe théorique de potentiel est donc une droite, ce qui est en concordance avec l'expérience.

L'allure du potentiel explosif est beaucoup plus compliquée à proximité de l'origine. L'auteur a calculé, d'après la théorie balistique, les potentiels explosifs correspondant à des distances explosives de quelques microns et a trouvé les résultats du tableau II. Dans ce tableau, l désigne la longueur d'étincelle en microns, et v le potentiel explosif en volts, calculé d'après la formule

$$v = \frac{300 \,.\, h_0 \,.\, 10^{-4} l}{1 + \frac{c}{\lambda}(1 - e^{-l/c})}. \qquad (21)$$

Il a supposé $h_0 = 6\,400$ unités électrostatiques ; $c = 41\mu$; $\lambda = 2{,}2\mu$.

TABLEAU II

l	v	l	v
1	133	15	432
2	204	20	472
3	250	40	614
4	282	50	685
7,5	352	60	755
10	385	80	912

La courbe construite avec ces résultats monte très rapidement, puis s'infléchit et, à partir de la distance explosive de 10 microns, a une allure rectiligne. Cette courbe concorde tout à fait avec celle que permettent de tracer les résultats trouvés par Earhart.

Dans tout ce qui précède, l'auteur a admis que c était constant. En réalité, d'après les recherches théoriques et expérimentales, ce coefficient peut être exprimé par la relation :

$$c = a \log\left(1 + \frac{l\delta}{b}\right), \qquad (22)$$

a et b étant des longueurs et log le logarithme vulgaire. Les longueurs a et b peuvent être considérées comme constantes entre de très grandes limites de distance explosive et de densité du gaz. Par exemple, pour toutes les distances explosives étudiées par Liebig, Baille et Earhart, on peut poser $a = 43\mu$ et $b = 8\mu$. On a alors, en exprimant l et c en microns :

$$c = 43 \log\left(1 + \frac{l\delta}{8}\right), \qquad (22_a)$$

et, la décharge ayant lieu dans l'air :

$$c = 43 \log\left(1 + \frac{l}{8}\right). \qquad (22_b)$$

Finalement l'auteur donne, comme conclusion de son étude, un tableau résumant les différentes valeurs, calculées ou trouvées expérimentalement, du potentiel explosif en fonction de la distance explosive. Ces valeurs sont indiquées sur le tableau III.

TABLEAU III

DISTANCES EXPLOSIVES l cm.	POTENTIEL EXPLOSIF V EN UNITÉS ÉLECTROSTATIQUES				
	Calculé	mesuré			
		Liebig.	Baille.	Earhart.	Freiberg.
0,0025	1,92	»	1,90	1,74	»
50	2,39	»	2,51	2,28	»
75	2,79	»	2,81	2,90	»
0,01	3,17	3,26	3,16	3,37	»
2	4,65	4,65	4,51	»	»
3	6,10	6,19	6,22	»	»
4	7,51	8,16	7,32	»	»
5	8,89	9,61	8,71	»	»
6	10,22	10,82	9,84	»	»
7	11,52	11,95	11,20	»	»
8	12,77	12,82	12,38	»	»
9	14,05	13,79	13,44	»	»
0,1	15,28	15,00	14,70	»	14,48
2	26,84	26,30	25,54	»	25,13
3	37,57	37,27	35,35	»	35,57
4	47,82	47,82	44,74	»	45,55
5	57,75	57,95	54,42	»	54,31
6	67,43	67,77	63,82	»	63,53
7	76,90	77,99	73,78	»	—
8	86,22	87,77	84,86	»	81,55
9	95,39	97,12	94,72	»	—
1,0	104,4	105,58	105,50	»	96,00
1,1	113,4	113,64	»	»	»
1,144	117,3	117,94	»	»	»

R. V.

Emploi de l'électro-diapason pour la production de courants alternatifs. — **Devaux-Charbonnel.** — *Académie des Sciences*, 23 avril 1906.

Quand on cherche à utiliser les courants engendrés dans l'électro-aimant d'un diapason

électrique, on constate des phénomènes assez curieux.

Tout d'abord, si l'on approche un conducteur parcouru par ces courants d'un circuit formé de résistances non inductives et d'un galvanomètre thermique Duddell très sensible, on y développe des courants de plusieurs microampères. Ce phénomène ne paraît pas dû à l'induction électromagnétique. Il persiste si l'on a soin de n'exposer à leur action mutuelle que des conducteurs formés de deux fils enroulés en hélice de très faible pas. Il se produit encore, si l'on place ces conducteurs dans un tube de cuivre. Il disparaît si dans leur partie agissante, les fils reliés au diapason sont maintenus à un potentiel nul par un moyen quelconque, par exemple, en touchant à la main un point dénudé. Il semble donc que c'est la capacité électrostatique seule qui intervient.

Si ensuite on prend un galvanomètre sensible seulement au milliampère, on peut introduire l'électro-diapason dans le circuit : le galvanomètre ne dévie que si sa clef est abaissée; mais en faisant varier les résistances, on constate que le courant dépend moins de leur valeur ohmique que de leur nombre. Ainsi 10 résistances de 1 000 ohms donnent une déviation 4 à 5 fois plus grande qu'une seule de 10 000. Cinq résistances de 1 000 ohms donnent une déviation plus faible que 10 de même valeur. Mêmes singularités avec des résistances de 100 ohms. Il est bien probable que, là encore, la capacité électrostatique joue le rôle principal.

D'ailleurs, ces phénomènes sont bien dûs à la nature spéciale des courants engendrés par l'électro-diapason, car ils ne se manifestent pas quand on fait agir sur les mêmes circuits des générateurs de puissance et de fréquence analogues, comme les ronfleurs, où le courant alternatif est produit par la variation de résistance d'un contact microphonique de charbon.

En ayant recours à l'oscillographe, on constate que le courant de l'électro-diapason, même après passage dans un transformateur, est loin d'être sinusoïdal. Il présente un sommet très aigu et une, deux ou trois encoches suivant la résistance intercalée; de plus, l'amplitude par rapport à la ligne neutre est environ trois fois plus grande dans la partie positive que dans la partie négative. Ceci n'est pas surprenant, si l'on considère que, par son fonctionnement même, le diapason rompt le courant à chaque vibration. Ces ruptures brusques sont le phénomène dominant dans la production des courants d'utilisation qui doivent, en conséquence, être dissymétriques, avoir un haut voltage et renfermer des harmoniques supérieurs. Ces particularités suffisent à expliquer la grandeur des effets d'induction électrostatique.

Ces propriétés des électro-diapasons rendent leur emploi délicat et difficile, comme générateurs. Quand on les utilise sur les lignes télégraphiques pour la télégraphie multiplex, ils développent des courants d'induction très appréciables dans les conducteurs voisins, ce qui ne paraît pas avoir lieu avec d'autres appareils, comme les ronfleurs, qui produisent un courant à peu près sinusoïdal.

***Sur la question de stabilité pour les électrons de Bucherer-Langevin.* — Ehrenfest. —** *Physikalische Zeitschrift*, 1er mai 1906.

Le Pr Kaufmann a récemment indiqué (1) jusqu'à quel point ses mesures faites sur les rayons du radium peuvent permettre de trancher entre les différentes théories formulées sur la constitution de l'électron. Les résultats sont les suivants : l'électron déformable de Lorentz doit être rejeté : une distinction entre l'électron indéformable d'Abraham et l'électron déformable de Bucherer-Langevin n'est pas possible avec ces mesures.

Dans l'état de la question, il est permis de signaler une difficulté pour les électrons déformables : la question de la stabilité. L'électron indéformable d'Abraham est stable, car sa forme est garantie par la condition purement cinématique d'indéformabilité. Au contraire, les électrons de Bucherer et de Langevin ne sont astreints qu'à la condition de conserver un volume constant dans toutes leurs déformations. Comme, outre les forces électromagnétiques et les réactions de la condition cinématique indiquée, aucune autre force n'intervient, la stabilité reste encore à prouver. On peut montrer que, lors d'une translation uniforme, l'électron de Bucherer-Langevin possède comme forme d'équilibre la forme d'un ellipsoïde d'Heaviside correspondant à la vitesse de translation dont

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 21 et 28 avril 1906, pages 86 et 125.

il s'agit. La stabilité de ces formes d'équilibre ne semble pas avoir été étudiée : or il semble vraisemblable que ces formes sont instables, comme l'on peut s'en rendre compte de la façon suivante.

On considère l'électron de Bucherer-Langevin dans son état le plus simple, en repos sous l'action de son seul champ électrostatique propre : sa forme est sphérique. Cette forme d'équilibre est-elle stable ? On peut facilement prouver son instabilité pour une perturbation quelconque. Si l'on suppose l'électron en repos déformé à volume constant et prenant n'importe quelle forme non sphérique, on peut voir que l'énergie potentielle de cet électron est plus grande pour la forme sphérique que pour la forme déformée.

On a donc le choix entre deux hypothèses, qui d'ailleurs conduisent au même résultat :

1° On suppose que la charge de l'électron consiste en une charge volumique homogène. Le même problème a été traité par M. Poincaré (1902) dans son étude sur les « figures d'équilibre d'une masse fluide ». Le résultat est le suivant (théorème de Liapunoff) : la disposition sphérique possède la plus petite énergie potentielle parmi toutes les dispositions de même volume d'une masse gravitante donnée. Comme il s'agit, dans le cas présent, de répulsions, l'énergie potentielle a un signe opposé, et l'on trouve que l'électron en question a, en cas de repos, pour une charge volumique homogène, la forme sphérique comme forme d'équilibre, mais il possède une plus grande quantité d'énergie potentielle que pour toute autre répartition homogène de même volume.

2° On suppose que la charge de l'électron soit une charge superficielle. Pour la déformation admise précédemment, elle prend une nouvelle répartition d'équilibre. La charge totale restant la même, l'énergie potentielle varie ainsi que la capacité réciproque. Or Liapunoff a montré que la capacité de la sphère est minima parmi celle de tous les corps de même volume ; donc, pour une charge superficielle totale donnée, l'énergie potentielle est maxima.

L'électron de Bucherer-Langevin, dont la forme d'équilibre au repos est sphérique, possède donc dans cet état d'équilibre un maximum d'énergie potentielle vis-à-vis des formes quelconques de même volume ; si l'on abandonne un tel électron artificiellement déformé à son champ propre de répulsion, il ne peut plus reprendre de lui-même sa forme sphérique : au contraire, il se déforme davantage.

Abraham a montré que, pour l'électron déformable de Lorentz, le principe de l'énergie exige l'action de forces électromagnétiques extérieures. Il semble que personne n'ait étudié si ces forces électromagnétiques extérieures peuvent être choisies de telle façon que les formes d'équilibre de l'électron de Lorentz soient stables.

B. L.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur le diagramme rigoureux du moteur monophasé asynchrone.

Quand j'ai publié dans l'*Éclairage Électrique* du 27 janvier 1906, un article sur le « Diagramme rigoureux du moteur monophasé asynchrone » je ne connaissais aucune étude antérieure sur ce sujet.

Je viens d'apprendre que M. le Pr J.-K. Sumec, dans un travail très intéressant publié en 1903 (*Zeitschrift für Elektrotechnik, Heft* 36) avait traité le cas particulier d'une résistance primaire nulle et était arrivé également à un diagramme circulaire, en prenant comme point de départ la théorie de Goerges. Dans cette théorie la décomposition du flux principal du moteur suivant l'axe magnétique du stator et la direction perpendiculaire (décomposition due en réalité à M. Potier, *Bulletin de la Société Internationale des Électriciens,* 1894) conduit à une relation graphique simple entre la première de ces composantes et les ampère-tours résultant des courants du rotor suivant cette même direction.

En superposant fort habilement ce diagramme au diagramme ordinaire des transformateurs, M. Sumec a ainsi trouvé pour le lieu polaire du courant primaire un cercle dont le diamètre croît en même temps que la résistance ohmique du rotor.

La méthode de M. Sumec a la supériorité d'une apparence moins mathématique que la mienne, mais cette dernière, toute différente, me semble présenter les avantages suivants :

1° Introduction de la variable $\operatorname{tg}\theta$, variable analogue à celle rencontrée dans l'étude des moteurs polyphasés d'induction ;

2° Représentation graphique très simple des grandeurs mécaniques du moteur.

J. Bethenod.

Étude sur les variations périodiques du flux magnétique d'un alternateur triphasé. — **G.-W. Worrall et T.-F. Wall.** — *The Electrician*, 13 avril 1906.

Les variations périodiques du flux magnétique d'un générateur ont fait l'objet d'un grand nombre d'études mathématiques. Les auteurs se sont proposé d'étudier expérimentalement les variations qui se produisent dans différentes conditions de charge. Le générateur employé était triphasé à dix pôles, à induit tournant, avec une encoche mi-fermée par pôle et par phase : il tournait à une vitesse de rotation de 837 tours par minute et était excité de façon à produire une différence de potentiel de 209 volts entre le point neutre et une phase. Le courant de pleine charge était de 11 ampères. L'excitation fut maintenue constante pendant toute la durée de l'expérience. Les variations périodiques du flux furent observées au moyen des f. é. m. induites dans certaines bobines d'épreuve fixées aux pièces polaires : ces bobines seront désignées sous le nom de bobines stationnaires. La f. é. m. induite dans les conducteurs de l'induit était observée au moyen d'autres bobines d'épreuve fixées à l'induit : ces bobines seront désignées sous le nom de bobines mobiles. Les variations périodiques dans les f. é. m. induites furent enregistrées au moyen d'un oscillographe double de Duddell avec pellicule photographique. La position de l'induit par rapport aux pièces polaires était enregistrée au moyen d'un contact fixé à l'induit et qui fermait le circuit du second oscillographe sur un élément Leclanché. La durée du contact était de 1/5000 seconde au maximum : dans les images photographiques, il y avait donc un petit point sur la ligne o à chaque période correspondant à une position déterminée de l'induit. Une bobine fixe de six tours était fixée aux deux cornes arrière de pôles adjacents, une bobine semblable aux deux cornes avant, et une troisième aux centres des deux faces. Trois bobines mobiles, chacune d'un tour, étaient placées dans les encoches de l'induit au fond, au sommet et au centre.

La machine fut mise en marche à circuit ouvert, à charge non inductive sur rhéostat liquide, à charge inductive sur bobine de self-induction de faible résistance, et à charge de capacité sur condensateur en mica.

Les courbes trouvées pour les trois bobines placées dans les encoches sont identiques comme forme et ne diffèrent qu'en amplitude. Dans les courbes des bobines fixes, il y a six ondes par période, soit 420 variations du champ pour une fréquence de 70 par seconde : comme il y avait trois dents pour chaque pôle, le passage de chacune d'elles est marqué par la production d'une des variations périodiques trouvées.

TABLEAU I

	F. É. M. MAX. EN VOLTS induite dans les pièces polaires.	RAPPORT DE LA F. É. M. MAX. dans la pièce polaire et dans la bobine induite.	RAPPORT DE LA F. É. M. MAX. dans la pièce polaire en charge et à circuit ouvert.
1° *Circuit ouvert.*			
Corne polaire avant. . . .	0,15	0,14	»
— arrière. . . .	0,18	0,16	»
Centre de la pièce polaire. .	0,25	0,22	»
2° *Demi charge non inductive.*			
Corne polaire AV.. . . .	0,15	0,13	0,99
— AR.. . . .	0,27	0,23	1,50
Centre de la pièce polaire. .	0,24	0,20	0,96
3° *Pleine charge non inductive.*			
Corne polaire AV.. . . .	0,16	0,13	1,03
— AR.. . . .	0,33	0,27	1,83
Centre.	0,25	0,21	1 »
4° *Demi-charge inductive.*			
Corne polaire AV.. . . .	0,13	0,13	0,84
— AR.. . . .	0,17	0,18	0,94
Centre.	0,15	0,16	0,62
5° *Pleine charge inductive.*			
Corne polaire AV.. . . .	0,06	0,07	0,39
— AR.. . . .	0,12	0,14	0,66
Centre.	0,07	0,08	0,28
6° *Demi-charge sur capacité.*			
Corne polaire AV.. . .	0,28	0,16	1,77
— AR.. . . .	0,33	0,20	1,83
Centre.	0,45	0,27	1,80

Le tableau I indique les valeurs maxima des f. é. m. induites dans un conducteur simple de chacune des bobines fixes dans les différentes conditions de charge : ces f. é. m. correspondent

à celles qui sont induites dans une pièce polaire et qui peuvent produire des courants de Foucault. Le tableau indique aussi le rapport des mêmes f. é. m. à celles induites à circuit ouvert.

Quoique les valeurs actuelles du flux présentassent des variations importantes, on a trouvé que, sauf pour les charges inductives, la somme des flux sous les deux cornes est égale au flux sous le centre de la pièce polaire. Les rapports de ces flux au flux total sont donnés par le tableau II.

TABLEAU II

Rapport des flux sous les cornes polaires et sous le centre de la pièce polaire au flux total.

	CORNE AV	CORNE AR	CENTRE de la PIÈCE POLAIRE
Circuit ouvert.	0,0054	0,0054	0,0112
Demi-charge non inductive.	0,0084	0,0168	0,0261
Pleine charge non inductive.	0,0078	0,0300	0,0377
Demi-charge inductive. . .	0,0054	0,0078	0,0054
Pleine charge inductive. .	0,0060	0,0084	0,0054
Demi-charge sur capacité. .	0,0269	0,0180	0,0450

Toutes les courbes de bobine stationnaire présentent les mêmes particularités : concordance de six ondes avec une période de la machine, et formation de chaque onde par un plat et une pointe de signes opposés. Ces particularités distinguent ces courbes de celles d'une bobine mobile, dans lesquelles la continuité de la partie plate produite par le mouvement de la bobine sous la face polaire détruit la division en périodes, et la pointe produite par le mouvement de la dent n'influence pas la forme de l'onde. Les courbes de bobine mobile présentent les effets connus de la réaction d'induit.

D'après le tableau I, on voit que, même à circuit ouvert, la f. é. m. induite dans la pièce polaire peut être de plus de 22 °/₀ supérieure à la f. é. m. induite dans un conducteur induit, et, à pleine charge non inductive, cette valeur s'élève à 27 °/₀. On peut noter aussi que, quoique les f. é. m. induites atteignent leur plus grande valeur pour une charge sur capacité, leurs rapports à celles engendrées dans un conducteur de l'induit sont approximativement les mêmes que pour une pleine charge non inductive.

R. R.

Diagramme du moteur monophasé à collecteur en tenant compte des courants de court-circuit sous les balais (*fin*)[1]. — **Breslauer.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 26 avril 1906.

III. — Construction du diagramme en tenant compte des pertes.

1° *Diagramme au court-circuit.* — Soient (fig. 10) OA la tension agissante et OF_k le courant à l'arrêt ou en court-circuit. Ce courant ne peut pas, comme on le sait, représenter le flux réel traversant l'induit et les enroulements inducteurs, car une partie des ampère-tours qu'il produit est compensée par les courants des balais agissant comme un enroulement secondaire. Ces ampère-tours secondaires sont représentés par G_kF_k : ils sont équivalents à une fraction déterminée de flux de l'induit OG_k et embrassent avec celui-ci l'angle invariable $90 + \theta$. De même que pour la figure 2, on obtiendrait, après soustraction géométrique $OF_k — OG_h$, le flux résultant OB perpendiculaire à DA, s'il n'y avait pas encore à surmonter la chute de tension produite par la résistance ohmique. D'après la quatrième règle, le flux BG_k nécessaire pour compenser cette chute de tension, est décalé de 90° en arrière du courant qui produit la chute de tension, et lui est proportionnel. BG_k est donc perpendiculaire à OF_k. L'induit étant immobile, il n'y a pas d'autre f. é. m. en jeu dans le moteur, et le polygone des flux doit être fermé par le côté BG_k.

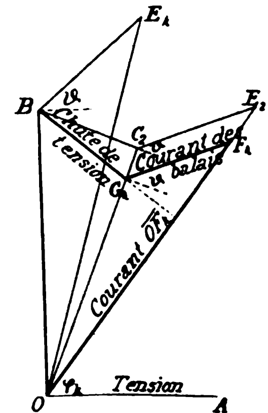


Fig. 10.

Si du point B on abaisse sur le prolongement de OG_k une perpendiculaire BC_2 et si l'on mène de C_2 une parallèle C_2E_2 à G_kF_k, E_2 tombant dans le prolongement de OF_k, E_2 est évidemment un point du cercle obtenu sans tenir compte de la résistance. Sa position remplit la condition que $E_2C_2/OC_2 = F_kG_k/OG_k$, c'est-à-dire que le rapport du courant secondaire au flux de l'induit reste le même. BC_2 désignerait alors une tension produite par la rotation et l'immobilité ne serait at-

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 26 mai 1906, page 308.

teinte que quand E_2 aurait pris la position de E_k, BC_2 étant nul. Le point C_2 est évidemment sur le cercle primitif C, puisque BC_2 est perpendiculaire à OC_2. De ces considérations, il résulte que le nouveau lieu géométrique F, qui détermine en phase et en grandeur le courant OF_k, ne peut coïncider en aucun cas avec le lieu E précédemment trouvé (fig. 9).

2° *Diagramme à charge quelconque.* — Pour un courant ou une charge quelconque, il s'ajoute aux grandeurs précédentes une f. é. m. due à la rotation de l'induit, f. é. m. en phase avec le flux qui traverse l'induit et proportionnelle à celui-ci. Si (fig. 11) OF représente le courant ou son flux, le courant secondaire FG ou son flux doivent être retranchés géométriquement sous un angle déterminé, pour donner le flux principal ou le flux d'induit. L'angle est déterminé par le fait que l'inclinaison constante de GF sur le flux principal OG est connue, et égale à $90 + \theta$, comme dans le diagramme au court-circuit (F_kG_k et G_kO).

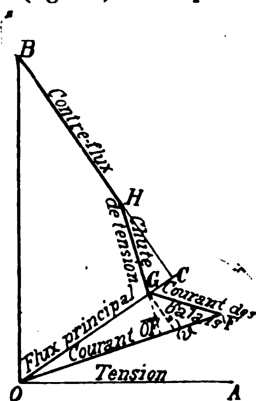


Fig. 11.

En outre, le courant secondaire FG doit être dans un rapport fixe bien déterminé avec le flux OG, de sorte qu'on doit avoir: $FG/OG = F_kG_k/OG_k$. Si, de plus, aucune f. é. m. n'agissait, OG devrait coïncider avec le flux OB correspondant à la tension. Une partie de OB est compensée par la force contre-électromotrice de rotation, en phase avec le flux de l'induit OG, et cette partie doit être représentée par un flux BH perpendiculaire au flux de l'induit OG ; une autre partie est annulée par la chute ohmique de tension, à laquelle correspond un flux GH perpendiculaire et proportionnel au courant OF. On doit donc élever au point G une perpendiculaire à OF, et l'on déduit sa longueur GH du rapport fixe donné de la chute de tension au courant, représenté sur le diagramme au court-circuit par BG_k/OF_k ; on doit avoir: $HG/OF = BG_k/OF_k$. Le polygone des flux est donc fermé par le côté BH qui représente le flux correspondant à la force contre-électromotrice et perpendiculaire au flux principal OC.

3° *Lieux géométriques des points* F, G *et* H. — Ces lieux géométriques sont des cercles que l'on détermine de la façon suivante (fig. 12). Par la

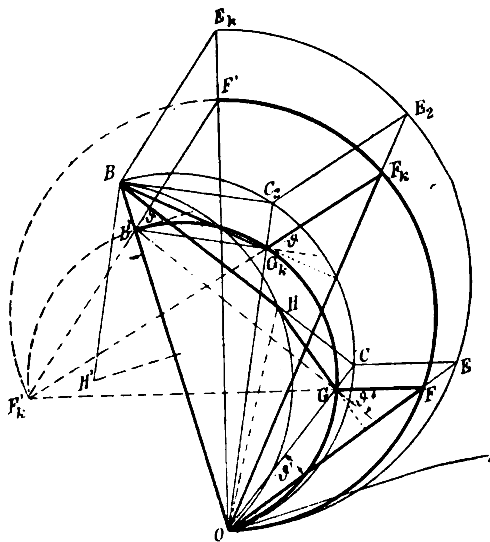


Fig. 12.

mesure en court-circuit avec balais frottant, on obtient d'abord le point F_k. Si l'on soude alors des fils à deux lames de collecteur distantes d'une division polaire, on obtient un point du cercle primitif C.

Ce point est voisin de C_2, et permet de tracer le demi-cercle sur OB. En appelant pour un instant C_3 (non représenté sur la figure) ce point trouvé au moyen d'un ampèremètre et d'un wattmètre, le rapport de la chute de tension BC_3 au courant OC_3 est donné, et avec lui la grandeur du segment BG_k dont la position est déterminée par le fait que BG_k est perpendiculaire à OF_k et que θ est donné. Si l'on prolonge OG_k jusqu'en C_2, et si l'on mène G_kB' parallèle à C_2B, OB' est le diamètre du cercle G. En portant l'angle θ en B' et en faisant $B'F'/OB' = G_kF_k/OG_k$, on trouve le diamètre OF' du cercle F, lieu géométrique qui donne les courants en grandeur et en direction.

Finalement, le lieu géométrique de H, qui détermine la grandeur de la chute de tension GH est un cercle dont le centre H' est sur la perpendiculaire élevée au milieu de OB et sur la perpendiculaire en B à BC_2.

4° *Mode d'emploi des trois cercles* F, G, *et* H. — Pour employer ces cercles à la détermination des différentes grandeurs, on prolonge $B'F'$, jusqu'au point d'intersection avec le cercle G pro-

longé qui a pour diamètre OB′. Si, pour un courant quelconque OF (fig. 12) on veut connaître la grandeur des courants des balais FG, de la chute de tension GH et de la force contre-électromotrice HB, on trace la ligne de jonction FF'_k dont le point d'intersection avec le cercle G donne sur OB′ le point G. Le vecteur FG représente en grandeur et en direction le courant des balais. Le flux de l'induit est donné en même temps par OG. Si l'on élève alors au point G une perpendiculaire sur OF jusqu'au point de rencontre avec le cercle, dont le centre est H′, GH représente la chute de tension et le côté BH représente le contre-flux.

5° *Exactitude des trois cercles.* — On voit immédiatement que les cercles pour F et G correspondent aux conditions de la figure 11, par suite de la similitude des triangles OFG et OF_kG_k. Les angles en F et F_k sont, en effet, égaux comme sous-tendant le même arc. De même pour θ. La condition que tous les angles θ soient égaux est donc satisfaite, ainsi que la condition $FG/OG = F_kG_k/OG_k$.

De même, pour le cercle H, on voit que les triangles OHC et OBC_2 sont semblables ; puisque $O\widehat{H}C = O\widehat{B}C_2$: on en déduit :

$$HC/CO = BC_2/C_2O. \qquad (1)$$

Les petits triangles HGC et BG_kC_2 sont également semblables ; or les angles en H et B sont égaux. On en déduit :

$$HC/BC_2 = HG/BG_k. \qquad (2)$$

On a, en outre, la relation :

$$C_2O/G_kO = CO/GO. \qquad (3)$$

On tire de ces trois égalités :

$$HG/GO = BG_k/G_kO,$$

ou

$$HG/OF = BG_k/OF_k.$$

La chute de tension HG est donc proportionnelle au courant OF qui la produit, ainsi que l'exigent les conditions correspondant à la figure 11. Enfin le contre-flux est perpendiculaire au flux de l'induit OG, comme on le voit sur la figure 12.

6° *Diagramme de la figure 12 et cas limites.* — En examinant le diagramme général ainsi établi du moteur série monophasé, on voit immédiatement qu'au lieu de deux cercles primitifs décrits sur OE_k et OB, obtenus sans tenir compte des pertes dans le cuivre, on a maintenant les cercles figurés en traits gras et décrits sur OF′ et OB′, cercles qui sont tout à fait dans les mêmes conditions que les précédents. Cela revient au même qu'une diminution de la tension dans le rapport BO/B′O. Par suite de la chute de tension dans la résistance du moteur, le flux de l'induit est affaibli de OC à OG. Cet affaiblissement ne dépend pas seulement de la grandeur de la chute de tension GH, mais aussi du petit angle en H. Celui-ci est égal à l'angle θ′ entre le flux de l'induit OG et le courant OF, et l'on a $GC = CH \sin \theta'$. L'influence de la résistance sur le flux disparaît pour $\theta' = 0$ ou $\theta = 90°$, c'est-à-dire quand le courant sous les balais est presque entièrement inductif : elle est maxima pour $\theta = 0$, c'est-à-dire quand la résistance du circuit secondaire est nulle. La figure 13 représente le cas du

Fig. 13.

courant secondaire sans pertes GF qui, comme on le voit, forme simplement le prolongement du courant primitif OG. Le courant et la tension sont en phase et toutes les conditions sont entièrement équivalentes à celles du diagramme sans pertes de la figure 7. Le cercle F, qui représente le courant, a exactement la même grandeur et la même position que le cercle E, et, de même, le cercle G qui détermine le flux induit, a la même grandeur et la même position que le cercle C de la figure 7. Dans ce cas, il ne se produit pas d'affaiblissement du flux de l'induit OG ; au contraire on obtient, au moyen du cercle H qui dé-

termine la chute de tension et le contre-flux, l'affaiblissement du contre-flux de BG à BA produit par la résistance du moteur et, par suite, la différence entre la puissance absorbée et la puissance produite. Le courant de court-circuit OF_k a aussi changé de position par rapport à OE_k de la figure 7. Le couple reste cependant invariable, car le courant dans l'induit OF et le flux OG sont restés les mêmes.

Tout autres sont les conditions dans la figure 14, où $\theta = 0$, c'est-à-dire où l'impédance dans

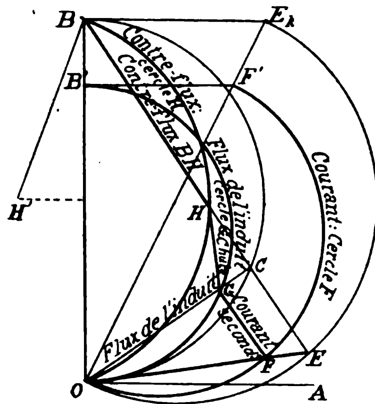


Fig. 14.

le circuit secondaire est supposée négligeable. Le courant GF est perpendiculaire au flux de l'induit OG. La diminution du flux de l'induit atteint une valeur maxima : celui-ci tombe de OC à OB. De même le cercle F pour le courant et le cercle G pour le flux de l'induit sont tous deux sensiblement amoindris. Le cercle H pour le contre-flux est resté invariable. On voit de nouveau que le facteur de puissance peut être sensiblement amélioré et que l'on peut même obtenir un décalage en avant.

7° *Couple.* — Si l'on étudie, comme précédemment, les différentes grandeurs, d'abord sur le diagramme représentant le cas limite avec 90° de décalage du courant secondaire en arrière, on voit (fig. 15) que le couple est mesuré par fO, car dans le triangle OFF', on a $OF^2 = OF'.fO = \text{constante}.fO$. Or le couple est proportionnel au produit de OF par OG, lequel est proportionnel à OF. Le couple est donc proportionnel à OF^2 ou à fO. Il prend toutes les valeurs possibles entre zéro et Of_k et est maximum au court-circuit ou à l'arrêt au point F_k. La valeur maxima qui, dans le diagramme sans pertes, était égale à OF', est réduite à Of_k. A part cela, la courbe

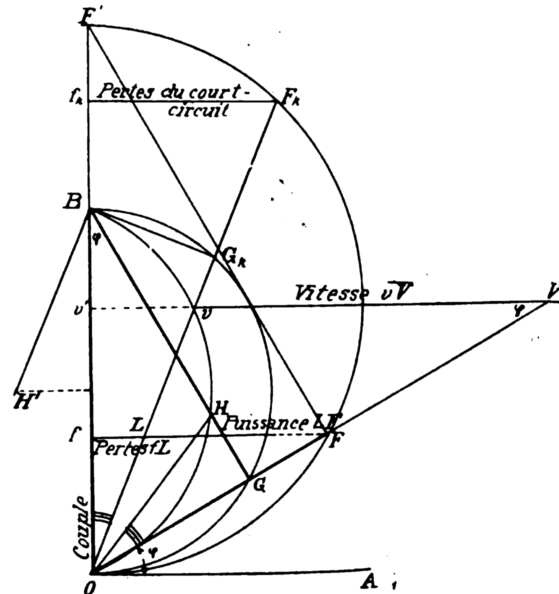


Fig. 15.

représentant le couple en fonction du courant concorde absolument avec celle de la figure 8.

8° *Vitesse.* — La vitesse est de nouveau donnée par le rapport de la force contre-électromotrice, correspondant à BG, au flux de l'induit OG. Pour n'avoir pas à calculer, pour chaque point, la valeur $n = BH/OG$, on trace à une distance quelconque v'O une perpendiculaire v'V à OB, qui coupe le courant de court-circuit OG_k en un point v. Celui-ci doit représenter la vitesse zéro si l'on peut prouver que la perpendiculaire représente la droite de vitesse. Les triangles OHB et OvV sont semblables, car les angles sont égaux en B et V, ainsi que les angles en O. On a donc $BH/OH = vV/vO = \text{constante}.vV$.

Or BH est proportionnel à OG, flux de l'induit. Donc le rapport BH/OG est proportionnel à vV : le segment vV compris entre le courant de court-circuit OG_k et le prolongement du courant OF est proportionnel à la vitesse. La différence avec le cas du moteur travaillant sans pertes (fig. 7 et 8) consiste donc en ce que la vitesse s'annulle pour un courant OF_k plus faible que le courant primitif OF' : à part cela, le moteur se comporte toujours de la même façon et s'emballe à vide.

9° *Puissance et pertes.* — La puissance est évidemment représentée par le courant watté

fF : à l'arrêt, elle se transforme entièrement en chaleur Joule — si l'on fait d'abord abstraction des pertes dans le fer et par frottements. — Le segment f_kF_k représente donc les pertes produites par le courant de court-circuit OF_k dans la résistance du moteur. Si l'on considère que la projection Of d'un courant quelconque OF est proportionnelle au carré de OF, comme précédemment, on obtient la relation :

$$fL/f_kF_k = Of/Of_k = OF^2/OF_k^2.$$

Donc fL doit correspondre aux pertes du courant OF si f_kF_k représente les pertes pour le courant de court-circuit OF_k. Abstraction faite des pertes dans le fer ou ailleurs, le reste de la puissance absorbée doit représenter la puissance restituée, et le rapport LF/fF représente le rendement.

En ce qui concerne les pertes dans le fer, on n'est pas encore bien fixé sur leur compte. Heubach estime qu'elles sont constantes à toutes les vitesses et Sumec est d'un avis opposé. Quelle que soit l'hypothèse faite, cela modifie peu le diagramme, et il est toujours facile de retrancher simplement de la puissance LF les pertes dans le fer, afin de déterminer le rendement.

10° *Facteur de puissance.* — En ce qui concerne le facteur de puissance, il suffit de se reporter à la figure 7.

11° *Application au diagramme général de la figure* 12. — Ces considérations peuvent être

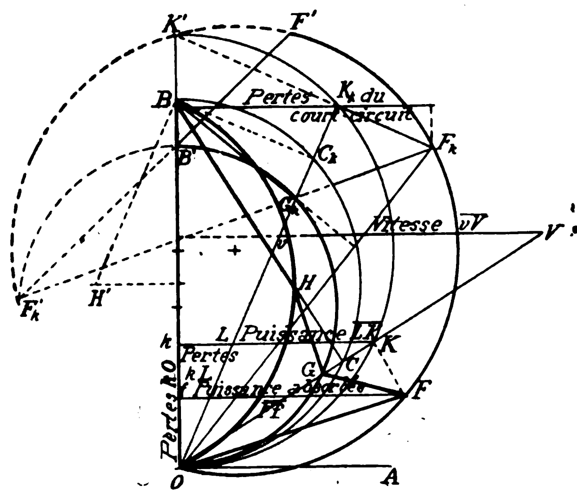


Fig. 16.

appliquées facilement au diagramme général, où le décalage secondaire a une valeur quelconque.

Pour cela, on décompose le courant secondaire GF (fig. 16) en deux composantes GK et KF. La première est la composante déwattée du courant secondaire et forme le prolongement de OG, correspondant au diagramme de la figure 15 ; la seconde est la composante wattée. On voit que tous les points K sont sur un cercle de diamètre OK' : le point K' est donné par l'intersection du cercle F avec l'axe des ordonnées. Le courant réel OF détermine, par sa composante wattée, la puissance absorbée fF : la puissance produite est donnée par le courant réduit OK dont la composante wattée KK doit être diminuée de la valeur des pertes pour donner la puissance LK correspondant à LF de la figure 15. Le rendement électrique est le rapport de la puissance LK à l'énergie fournie fF.

12° *Tracé du diagramme d'après l'essai en court-circuit.* — Les cercles nécessaires à l'établissement du diagramme peuvent être déterminés au moyen de deux essais très simples faits sur le moteur immobile. On mesure la position et la grandeur du courant de court-circuit OF_k, naturellement à faible tension, afin que la valeur du courant soit voisine de la valeur normale et que les conditions de saturation soient à peu près les mêmes qu'à pleine charge. Cette mesure est faite une fois avec les balais ordinaires couvrant toujours plusieurs lames, et une autre fois avec deux connexions soudées sur deux lames distantes d'une fois le pas polaire. La seconde mesure donne un point sur le cercle C décrit sur OB au voisinage de C_k, et l'on peut en déduire ce cercle C. Le point B étant donné, et la chute de tension BG_k devant être perpendiculaire sur OF_k, il faut, pour obtenir le point G_k, abaisser de B sur F_kO une perpendiculaire (jonction de B avec le point d'intersection de OF_k et du cercle C).

La position de BG_k est déterminée d'après la résistance du moteur, ainsi que le point G_k nécessaire pour tracer le cercle G qui donne le point B'. Le prolongement de F_kG_k jusqu'au point d'intersection avec le cercle G donne le point F'_k qui, relié à F_k et à O, donne le cercle F. Si l'on détermine aussi C_k en prolongeant OG_k jusqu'au cercle C, et si l'on élève la perpendiculaire BH' sur BC_k, on trouve le rayon H'B du cercle H.

13° *Simplification du diagramme.* — L'apparence du diagramme est compliquée par suite de la présence de cinq cercles. Si on l'examine at-

tentivement, on reconnaît que deux seulement d'entre eux sont employés en réalité pour la représentation des grandeurs à déterminer. Ce sont le cercle F qui représente le courant, et le cercle K qui permet de déterminer la puissance et le couple. Tous les autres cercles n'ont qu'un intérêt théorique et permettent seulement de suivre les phénomènes physiques dans le moteur.

On peut déterminer de la façon suivante le cercle K et le cercle F sans qu'il soit besoin de tracer les trois autres cercles auxiliaires. Le premier essai en court-circuit avec les balais donne OF_k (fig. 17) et le second donne OB. On peut calculer, d'après la résistance, BG_k perpendiculaire

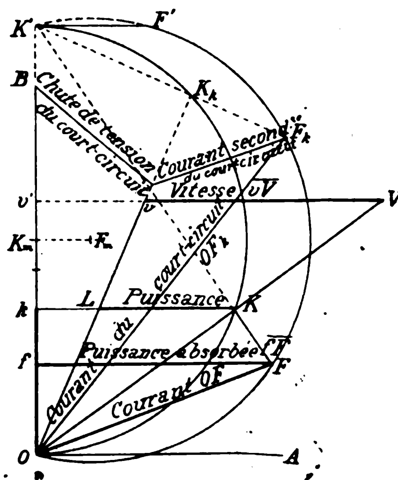


Fig. 17.

à OF_k, et G_kF_k est alors le courant secondaire. Si l'on mène alors OG_k et qu'on prolonge cette droite au delà de G_k, la perpendiculaire abaissée de F_k sur OG_k donne sur cette droite le point K_k et sur OB le point K', ce qui permet de déterminer le cercle K décrit sur OK' comme diamètre (fig. 16).

Mais K' est en même temps un point du cercle F cherché : les trois points F_k, O et K' sont donc donnés, ainsi que tout le cercle. Son diamètre est OF', K'F' étant perpendiculaire sur OK'. Son centre F_m est sur la perpendiculaire K_mF_m élevée au milieu de K'O.

Ces deux cercles permettent de déterminer toutes les grandeurs nécessaires.

14° *Emploi du diagramme de la figure* 17. — Soit OF le courant dont on veut déterminer l'action. On trace d'abord FK' et l'on trouve le point K sur le cercle K. Le segment LK est alors la puissance. La projection de OK est le couple *k*O et, si l'on trace à une distance quelconque *v'* la ligne des vitesses *v'*V, le segment *v*V compris entre le prolongement de OK et OG_k est proportionnel à la vitesse. La puissance absorbée *f*F est déterminée directement par le courant OF.

Toutes ces grandeurs sont représentées sur la figure 18 en fonction du courant du moteur et ont été déduites directement du diagramme de la figure 17. La vitesse a été figurée à une échelle réduite de moitié. La courbe du facteur de puissance est remarquable : la valeur unité est atteinte non pas pour la marche à vide, c'est-à-dire

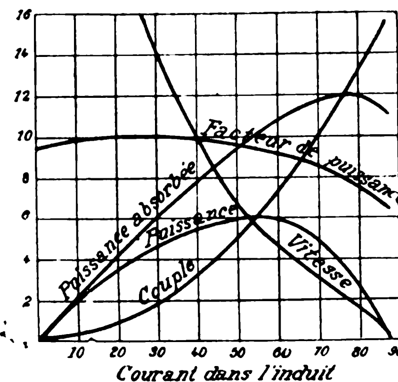


Fig. 18.

pour une vitesse infinie, mais seulement pour le courant 25. Les points situés à gauche de cette valeur correspondent à un décalage en avant ; ceux placés à droite correspondent à un décalage en arrière. La puissance absorbée et le facteur de puissance ne sont plus nuls au court-circuit, mais ont une valeur finie déterminée. La vitesse qui, en général, a la même allure que celle du moteur série à courant continu, présente un point de rebroussement pour le courant 75 : ce point est encore plus nettement visible sur la figure 8 ; elle coupe à l'arrêt l'axe des zéros. En même temps, la puissance produite devient nulle, quoique le couple atteigne son maximum à l'arrêt.

Conclusions. — Les conclusions de cette étude sont les suivantes :

1° Les courants produits par le court-circuit de tours de l'induit dans la zone neutre se comportent comme les tours secondaires d'un transformateur présentant de la dispersion ;

2° Ces tours secondaires produisent, dans tous les cas, un accroissement du courant de court-circuit à l'arrêt, c'est-à-dire une amélioration du facteur de puissance ;

3° Si le flux propre des courants secondaires est prépondérant, le diagramme de la figure 13 est applicable. Le diamètre du cercle primitif est augmenté ; sa position reste invariable. Le rendement est égal au primitif ; la vitesse est augmentée pour un même couple ; le facteur de puissance est amélioré ; l'action est la même que celle d'une diminution des tours inducteurs ;

4° Si la composante wattée du courant secondaire est prépondérante (fig. 14), le diamètre du cercle primitif est augmenté et incliné. Le facteur de puissance peut atteindre l'unité pour une vitesse finie et même présenter un décalage en avant. Le rendement est plus mauvais ;

5° En général, la composante déwattée contribue à améliorer cos φ et η, tandis que la composante wattée n'améliore cos φ qu'aux dépens de η ;

6° Le diagramme sous sa forme simplifiée et pratique (fig. 17) peut être tracé au moyen de deux mesures en court-circuit : les deux cercles ainsi tracés suffisent pour déterminer toutes les grandeurs intéressantes.

R. V.

Moteur à répulsion compensé de l'Union Elektricitäts Gesellschaft. — *The Electrician*, 11 mai 1906.

Un récent brevet anglais, accordé à l'U. E. G., est relatif à un certain nombre de perfectionnements apportés au moteur à répulsion compensé.

Pour pouvoir alimenter le moteur de la figure 1 tantôt avec du courant à haute tension et tantôt avec du courant à basse tension, on rompt le circuit *s* comme l'indique la figure 2 et on l'alimente avec le courant à basse tension au moyen de bornes $k_1 k_2$. Dans ce cas, les circuits *p* et *m* sont alimentés par des courants induits. Une telle disposition n'est pas très avantageuse, car la tension ne peut pas dépasser 200 volts, et il est préférable de maintenir le circuit *s* fermé par une connexion permanente. La disposition proposée comme perfectionnement et représentée par la figure 3 rend inutile l'interruption du circuit du rotor *s* et repose sur l'emploi d'un transformateur série d'excitation pour transformer une partie en la totalité de l'énergie absorbée. L'enroulement du rotor *s* reste court-circuité ; l'enroulement du stator *p* est connecté avec le secondaire du transformateur série T, employé jusqu'ici uniquement pour l'excitation, et l'enroulement primaire du transformateur T est en série avec les balais d'excitation. Le stator est alimenté au moyen du transformateur série qui transforme en haute tension la basse tension existant entre les bornes $k_1 k_2$. La totalité de la différence de potentiel disponible se partage entre l'enroulement excitateur et le transformateur, proportionnellement à l'impédance des deux circuits. L'impédance du circuit d'excitation diminue quand la vitesse de rotation augmente, tandis que celle du stator, et par suite aussi celle du transformateur augmentent : la différence de potentiel aux bornes de ce dernier va donc en augmentant.

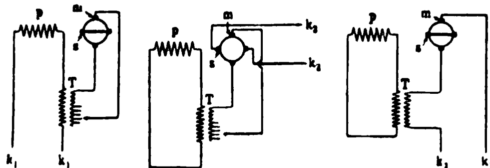


Fig. 1, 2 et 3.

Pour le réglage du moteur, on peut modifier le rapport du transformateur série : une augmentation de ce rapport de transformation correspond à une augmentation de vitesse. Au lieu du transformateur à rapport variable, on peut employer un régulateur d'induction ou un régulateur de potentiel. On peut aussi régler le moteur en modifiant l'impédance totale au moyen de résistances réglables. On peut aussi alimenter par deux sources extérieures différentes l'enroulement du stator et l'enroulement du rotor.

R. R.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Distribution d'énergie électrique pour l'éclairage et les appareils de transbordement du port d'Amsterdam. — *Annales des Travaux Publics de Belgique*, avril 1906 (¹).

L'énergie électrique nécessaire à ces installations est fournie par la station centrale municipale, soit sous forme de courants alternatifs

(¹) La revue hollandaise *De Ingenieur* a, la première, décrit ces installations qui ont fait l'objet d'une conférence de M. Koopman à l'Association des ingénieurs de Delft.

triphasés pour l'éclairage, soit sous forme de courant continu pour le transport de force motrice.

ÉCLAIRAGE.

Les courants triphasés amenés aux barres d'un tableau de distribution installé dans les bureaux de la gare, alimentent deux feeders. L'un de ceux-ci aboutit à un transformateur attenant au tableau, l'autre alimente un second transformateur placé dans le bâtiment de l'entrepôt.

Les transformateurs et l'appareillage à haute tension sont logés dans une cage en fer perforé, mise à la terre. Les secondaires alimentent sous une tension de 110 volts, les barres des tableaux secondaires d'où partent les circuits des lampes. Celles-ci servent à l'éclairage du terre-plein de la gare et de l'entrepôt : les premières, au nombre de 32, sont des arcs à flamme de 8 ampères, pourvus de crayons inclinés en charbon minéralisé de 65 centimètres de longueur et de 7 millimètres de diamètre ; les secondes, au nombre de 27, comprennent 6 arcs de même type et 21 arcs de 9 ampères du type ordinaire pour courants alternatifs. Les arcs à flamme et les arcs ordinaires sont montés respectivement par 2 et par 3 en série sous 110 volts.

Pour réduire la consommation d'énergie, des autotransformateurs qui permettent de ne maintenir qu'une seule lampe en service sont placés en parallèle avec les circuits des lampes. Ces appareils sont logés dans des boîtes en fonte. Ils sont établis de façon à remplir également le rôle d'interrupteurs pour l'allumage ou l'extinction des lampes du circuit. Leurs éléments sont les suivants (fig. 1) :

1° Trois contacts mobiles 1, 2, 3, faits de pièces de cuivre en forme de secteurs, montées sur un axe ; elles sont isolées électriquement de cet axe sur lequel s'emmanche, à l'extrémité de la boîte, une clef de manœuvre ;

2° Des contacts fixes a_1, b_1, c_1 ; a_2, b_2, c_2 ; b_3, c_3 ; montés sur une plaque d'ardoise ;

3° Un petit transformateur T ;

4° Trois fusibles, S_{p1}, S_{p2}, S_s ;

5° Une résistance réglable R_1R_2.

Lorsque les secteurs mobiles occupent la position I (fig. 2) ils relient entre eux les couples de bornes *b* et *c*, sans prendre contact avec les bornes *a*. Dans la position II, ils mettent en court-circuit les bornes b_1 et a_1, d'une part, b_2 et a_2, d'autre part. On constate, par conséquent, que, dans les trois positions de la clef de

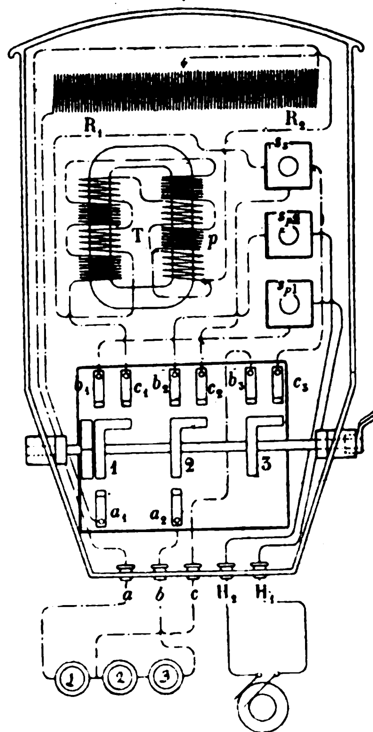


Fig. 1.

manœuvre, le courant s'établit de la façon suivante :

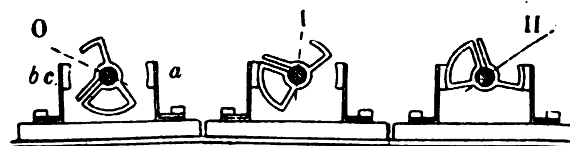


Fig. 2.

1° Position 0. — Cette position correspond à l'extinction des lampes ; le circuit est ouvert ; les câbles d'alimentation, dont les introductions dans la boîte sont en H_1 et H_2 aboutissent en b_1 et b_2 à des plots morts.

2° Position I. — Cette position produit l'allumage d'une seule lampe ; le courant entre par H_1, traverse le fusible S_{p1}, les contacts b_1 et c_1, l'enroulement primaire *p* du transformateur T, la partie R_2 de la résistance réglable, et se rend à la lampe 1 par la borne de sortie *a*. Il en revient par la borne *c*, passe du contact b_3 au contact c_3, traverse le fusible S_s, les contacts c_2 et b_2, le fusible S_{p2} et fait retour par H_2 à la canalisation.

En même temps, le courant qui se développe par induction dans le secondaire du transformateur, traverse le fusible S_2, les contacts c_3 et b_3, par l'intermédiaire de la pièce 3, la lampe 1, la partie R_2 de la résistance et retourne au transformateur.

En faisant abstraction des pertes, la différence de potentiel appliquée est utilisée jusqu'à concurrence des 2/3, pour le développement des courants induits, et à concurrence du tiers restant pour l'envoi du courant primaire dans la lampe. L'intensité des courants induits qui prennent naissance dans le secondaire du transformateur est double de celle du courant primaire, leur tension est moitié moindre que celle de ce dernier. Dès lors, théoriquement, l'intensité du courant total qui traverse la lampe devrait être trois fois supérieure à celle du courant primaire, mais, en fait, les mesures du courant absorbé lorsqu'une seule lampe est allumée ont établi que ce rapport n'est que de 2 : 1 au lieu de 3 : 1, ce qui donne, pour valeur du courant primaire, $9/2 = 4$ ampères $\frac{1}{2}$ au lieu de $9/3 = 3$ ampères. Cet écart provient des pertes au transformateur dont le rendement est de 71 °/₀.

3° Position II. — Cette position correspond à l'allumage des trois lampes. Le circuit s'établit par la borne H_1, le fusible S_{p1}, le plot b_1, le contact mobile 1, le plot a_1, la résistance réglable R_1R_2 entière, le câble a, la série des trois lampes, le câble b, le plot a_2, le contact mobile 2, le plot b_2, le fusible S_{p2} et la borne H_2.

Transport de force motrice.

Les installations de transport de force raccordées au tableau placé dans les bureaux sont alimentées au courant continu.

Elles s'appliquent à l'armement de l'outillage suivant :

1° Les transbordeurs, au nombre de quatre ;

2° Les pompes des accumulateurs hydrauliques des élévateurs, culbuteurs des wagons de charbon ;

3° Les grues de l'entrepôt ;

4° Une grue électrique placée dans la gare sur le terre-plein de déchargement.

Les câbles d'alimentation des grues sont posés dans des tranchées de $0^m,75$ de profondeur ; ils sont recouverts d'une couche de sable de $0^m,35$ d'épaisseur sur laquelle reposent des dalles en béton armé. Les dérivations sont faites dans des boîtes hermétiques en fonte et protégées par des fusibles. On a ménagé dans le terre-plein du quai huit boîtes d'accouplement qui servent à prélever sur les câbles souterrains le courant nécessaire au fonctionnement des grues. Ces boîtes sont également en fonte ; un anneau de caoutchouc assure l'étanchéité du joint du couvercle. Elles renferment une plaque en béton armé dans laquelle sont scellées les porcelaines et les tiges d'isolateurs portant diverses pièces garnies de mâchoires pour l'introduction des tubes à fils fusibles et des prises de courant.

Contrairement à ce qui est fait en général pour ce genre d'appareils, les transbordeurs circulent sur des rails placés au niveau du terre-plein de la gare. Cette disposition nécessite un relèvement de la voie sur le transbordeur au-dessus du niveau des voies aboutissantes ; on a réduit ce relèvement au minimum : 175 millimètres.

La charpente du transbordeur se compose de quatre paires de traverses de 285 millimètres de largeur et de 55 millimètres de hauteur, portant deux longerons de $8^m,17$ de longueur, 100 millimètres de largeur et 135 millimètres de hauteur, au droit desquels se trouvent les rails. On y accède par deux voies inclinées, assemblées par charnières aux longerons, dont elles forment le prolongement et que des ressorts relèvent au-dessus des rails d'approche en dehors du temps d'occupation par les véhicules à transborder.

Chaque paire de traverse est supportée par sept roues ou galets en acier coulé. Un plancher en tôle striée constitue la plate-forme sur laquelle sont montés les organes électriques et mécaniques de la manœuvre (fig. 3). Un

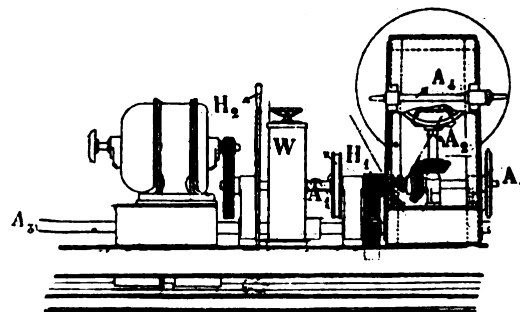


Fig. 3.

moteur série cuirassé de 15 chevaux, 550 volts, 680 tours, transmet son effort à un axe A_1, par l'intermédiaire d'un pignon en bronze phosphoreux et d'une roue d'engrenage en fonte. L'axe A_1 porte un embrayage à griffe qui, par le déplacement du levier H_1, permet d'entraîner à volonté le pignon conique ou le pignon droit montés fous.

Dans le premier cas, le pignon conique, à l'intervention de la roue avec laquelle il engrène, fait tourner l'axe vertical A_2 ; celui-ci, par un second train d'engrenages coniques, entraîne, à son tour, l'axe de la poulie sur lequel s'enroule le câble servant à haler, puis à hisser sur le pont, les wagons à transborder.

Dans le second cas, le pignon droit entraîne une roue dentée calée sur l'axe A_3. Celui-ci règne sur toute la longueur de la plate-forme et porte, à ses extrémités, deux pignons entraînant chacun deux roues dentées solidaires des roues motrices du transbordeur. Vitesse de translation du chariot à pleine charge : $0^m,50$ par seconde.

En cas d'avarie au moteur, la manœuvre peut s'effectuer à la main en agissant sur l'axe A_4 au moyen de deux manivelles. Une chaîne Gall transmet sur l'axe A_1 l'effort développé. Cet axe porte, en plus des roues dentées énumérées ci-dessus, un frein à bande commandé par une pédale.

L'équipement se complète par un rhéostat W logé dans une caisse en fonte à fermeture hermétique. Manœuvré au moyen du volant, il fait démarrer le moteur dans un sens ou dans l'autre.

Sur la plate-forme est également installé un montant en treillis, constituant le support de la colonne des trôlets. Ceux-ci prélèvent le courant sur l'un des conducteurs aériens et le renvoient par l'autre. Un petit tableau de distribution, pourvu d'un ampèremètre, d'un disjoncteur à maximum et de deux fusibles, se trouve également sur la plate-forme, placé dans une boîte étanche.

Il y a lieu de signaler le dispositif de freinage des wagons à leur arrivée sur le pont. Il se compose de deux contre-rails montés sur un équipage articulé. La manœuvre de cet équipage, par le levier H_2, provoque l'application des contre-rails contre les mentonnets des roues des wagons et le développement d une pression de freinage réglable à volonté.

Ajoutons, pour finir, que, grâce à un emploi judicieux du frein, on peut amener le transbordeur en place à une fraction de centimètre près.

A. S.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Méthodes pour transmettre les ondes électriques uniquement dans certaines directions et pour recevoir les ondes électriques émanant uniquement de certaines directions. — **G. Marconi.** — *Royal Society, The Electrician*, 4 mai 1906.

Cette note résume les résultats obtenus quand, au lieu d'une antenne verticale employée comme radiateur ou comme récepteur, on utilise un conducteur rectiligne horizontal placé à une distance relativement faible de la surface du sol ou de l'eau.

Quand un fil horizontal isolé est relié à une de ses extrémités à une des électrodes d'un éclateur dont l'autre électrode est reliée à la terre, et quand des étincelles jaillissent dans l'éclateur, on trouve, en explorant l'espace qui environne un tel oscillateur, que les radiations émises atteignent un maximum dans le plan vertical du fil horizontal et proviennent principalement de l'extrémité reliée à l'éclateur, tandis que la radiation est nulle, ou minima, dans des directions faisant environ 100 degrés avec celle où l'effet maximum se produit.

L'auteur a trouvé aussi qu'un conducteur horizontal d'une longueur suffisante placé sur le sol ou à une faible distance du sol et relié à l'une de ses extrémités à un détecteur convenable connecté à la terre, présente un maximum d'effet à la réception quand le transmetteur est situé dans le plan vertical du conducteur horizontal récepteur. Si l'on fait tourner dans un plan un tel conducteur horizontal autour de son extrémité reliée à la terre, on peut trouver la direction d'un poste transmetteur agissant sur le récepteur.

L'auteur a fait un certain nombre d'expériences avec des transmetteurs et des récepteurs possédant des antennes transmettrices ou réceptrices disposées de la façon suivante :

I. Les antennes transmettrices consistaient en fils horizontaux et les antennes réceptrices en fils verticaux convenablement accordés ;

II. Les antennes transmettrices et réceptrices étaient toutes deux horizontales ;

III. L'antenne transmettrice consistait en un ou plusieurs conducteurs verticaux avec ou sans capacités à leurs extrémités, tels que ceux employés généralement en télégraphie sans fil, et l'antenne réceptrice consistait en un conducteur horizontal.

Aux longues distances, l'auteur a employé exclusivement comme détecteur le récepteur magnétique. Aux faibles distances, il a employé le thermogalvanomètre de Duddell (¹) au moyen duquel il est possible de mesurer la valeur de la racine du carré moyen des courants induits par les oscillations dans les fils récepteurs disposés de différentes façons par rapport au transmetteur.

I. Les expériences ont été les suivantes:

1° Le transmetteur avait une antenne horizontale de 100 mètres de longueur excitée directement; la longueur de l'étincelle était de 2 centimètres; la longueur d'ondes était approximativement de 500 mètres.

Le récepteur avait un fil vertical de 8 mètres de longueur, accordé sur la période du transmetteur au moyen d'une bobine de syntonisation et relié au détecteur magnétique et à la terre de la manière ordinaire.

Les signaux ont été reçus très distinctement à 16 kilomètres dans le plan vertical du fil horizontal transmetteur et dans la direction de son extrémité reliée à la terre; ils étaient faiblement reçus à 10 kilomètres dans le même plan vertical mais dans la direction opposée: il était impossible de les déceler, à 6 kilomètres, dans les directions perpendiculaires aux précédentes.

2° Le transmetteur consistait en un conducteur horizontal de 150 mètres de longueur composé de 4 fils parallèles de 3 millimètres de diamètre placés à $1^m,50$ les uns des autres et supportés à une hauteur de 20 mètres: ces fils étaient tous reliés à la terre par l'intermédiaire de l'étincelle d'une bobine d'induction placée sur la terre: la longueur des étincelles était d'environ 2 centimètres.

Le récepteur, placé à 240 kilomètres, consistait en un fil vertical de 50 mètres de longueur relié au détecteur et à la terre par l'intermédiaire d'une bobine de syntonisation.

Les signaux, qui étaient très distincts dans les conditions précédemment indiquées, devenaient absolument impossibles à déceler quand on se déplaçait de 15° par rapport au plan du fil de transmission.

3° Le diagramme polaire de la figure 1 indique

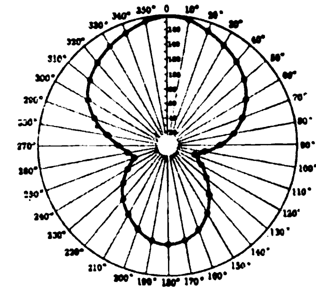


Fig. 1.

la valeur du courant reçu en micro-ampères dans les conditions suivantes: l'antenne transmettrice horizontale avait 60 mètres de longueur et était placée à $1^m,50$ du sol et tournait de 0 à 360°. L'antenne réceptrice fixe était verticale et avait 18 mètres de hauteur. La distance de transmission était de 260 mètres. Au transmetteur, on maintenait la quantité d'énergie dépensée aussi constante que possible par l'emploi d'un interrupteur convenable.

II. Avec deux antennes réceptrice et transmettrice horizontales, l'auteur a fait les expériences suivantes:

1° L'antenne transmettrice avait 200 mètres de longueur et était placée à 15 mètres au-dessus de la terre: la longueur d'étincelles était de 2 centimètres environ.

L'antenne réceptrice était placée à un mètre au-dessus du sol et reliée au détecteur et à la terre de la façon ordinaire.

L'auteur a reçu des signaux distincts à 25 kilomètres dans la direction de l'effet maximum. A 90° environ de cette direction, il était impossible de distinguer quoi que ce soit à 12 kilomètres, et on recevait de faibles signaux à 5 kilomètres.

2° Le transmetteur avait quatre fils horizontaux de 330 mètres de longueur placés à $1^m,40$ les uns des autres et supportés à une hauteur de 20 mètres au-dessus du sol: ils étaient reliés au moyen d'un conducteur à peu près vertical à l'éclateur: la longueur d'étincelles était d'environ 3 centimètres.

Le récepteur consistait en un fil de 210 mètres

(¹) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 19 mai 1906, page 278.

de longueur couvert d'une couche isolante, placé sur le sol et relié à la terre par l'intermédiaire d'une bobine de syntonisation et du détecteur magnétique.

Quand l'antenne réceptrice était dans le plan vertical de l'antenne transmettrice, c'est-à-dire dans les meilleures conditions, on recevait des signaux faibles mais distincts à 160 kilomètres; à 45° de cette direction, on ne recevait rien à 150 kilomètres; à 25° de cette direction, on recevait de très faibles signaux à 160 kilomètres.

3° Les résultats obtenus à de faibles distances avec le thermogalvanomètre sont indiqués par le diagramme polaire de la figure 2. L'antenne

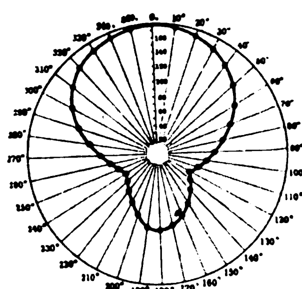


Fig. 2.

transmettrice était fixe, horizontale à $1^m,50$ de la terre. L'antenne réceptrice était horizontale, tournant de 0° à 360° et située à $1^m,50$ de la terre. La longueur de l'antenne transmettrice était de 30 mètres et celle de l'antenne réceptrice également. La distance de transmission était de 225 mètres.

III. Avec la 3ᵉ disposition, c'est-à-dire une antenne transmettrice du type naturel ordinaire et une antenne réceptrice horizontale, l'auteur a obtenu des résultats très intéressants.

1° A Clifden (Irlande) au moyen d'un conducteur horizontal de 230 mètres de longueur posé sur la terre et relié à une extrémité à un récepteur magnétique et à la terre, il a été possible de recevoir nettement et directement les signaux de Poldhu (500 kilomètres) quand l'extrémité libre du conducteur était tournée dans la direction exactement opposée à celle de Poldhu. Aucun signal ne pouvait être reçu quand l'antenne faisait un angle de plus de 35° avec la direction de Poldhu.

2° Les signaux du poste de l'Amirauté de Scilly étaient reçus à Mullion (Cornouailles) à 85 kilomètres au moyen d'un fil horizontal de 50 mètres de longueur placé à 2 mètres du sol, quand l'extrémité libre du fil était dans la direction exactement opposée à celle du poste transmetteur. Aucun signal ne pouvait être reçu quand le fil horizontal faisait un angle de plus de 20° avec cette direction.

3° L'expérience suivante fut faite à Poldhu. Huit fils horizontaux de 60 mètres de longueur placés à 2 mètres environ du sol avaient été disposés radialement et convergeaient en un point central. Ces fils étaient placés de façon à diviser la circonférence en huit parties égales : un connecteur approprié permettait de relier l'un d'entre eux avec le récepteur. Le cuirassé « Furious » muni d'un poste transmetteur avec antenne verticale de 50 mètres de longueur, décrivit un arc de cercle de 180° autour de Poldhu en transmettant à intervalles réguliers : sa distance était d'environ 30 kilomètres. Au moyen du dispositif avec fils horizontaux, on pouvait connaître toujours la position du bateau d'après le sens des fils pour lesquels la réception était la meilleure.

On a même pu recevoir simultanément et sans aucune interférence mutuelle différents signaux transmis avec la même longueur d'ondes par le poste du cap Lizard (10 kilomètres) et le « Furious » quand la ligne de jonction de ce dernier avec Poldhu faisait un angle d'au moins 50° avec la ligne de jonction du cap Lizard et de Poldhu.

4° Différents diagrammes polaires ont été tracés à de faibles distances, le diagramme de la figure 3, par exemple, est relatif au cas d'une

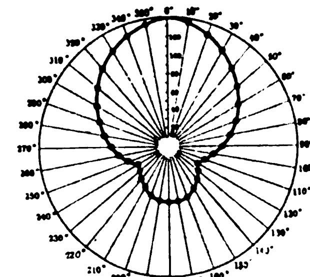


Fig. 3.

antenne transmettrice fixe verticale de 44 mètres de hauteur et d'une antenne réceptrice horizontale tournant de 0° à 360°, placée à $1^m,50$ au-dessus du sol : la longueur de ce transmetteur était de 30 mètres : la distance de transmission était de 680 mètres.

En ce qui concerne les résultats généraux men-

tionnés dans ce qui précède, l'auteur a observé que, pour que les effets soient bien marqués, il est nécessaire que la longueur des fils horizontaux soit grande par rapport à leur hauteur au-dessus du sol et que les longueurs d'ondes soient considérables. Les résultats sont les plus nets pour des longueurs d'ondes de 150 mètres et plus : pour des longueurs d'ondes plus faibles, les résultats obéissent à une loi quelconque que l'auteur n'a pas encore eu le temps de déterminer. Quand on emploie l'excitation par induction au lieu de l'excitation directe au transmetteur, les résultats comparatifs dans les différentes directions subsistent, mais sont beaucoup moins intenses qu'avec l'excitation directe, à égalité de puissance dépensée.

L'auteur a noté que la longueur la plus avantageuse pour l'antenne réceptrice horizontale est environ 1/5 de la longueur de l'onde transmise si cette antenne est placée au-dessus du sol : cette longueur peut être réduite si l'antenne est placée sur le sol.

Quand on emploie des antennes réceptrices horizontales disposées comme il a été dit plus haut, les perturbations électriques de l'atmosphère semblent provenir d'une direction déterminée qui varie d'un moment à l'autre. En orientant les fils horizontaux vers cette direction, on reçoit très nettement les ondes électriques naturelles, mais si on oriente différemment les fils, ces perturbations atmosphériques ne sont plus gênantes. L'emploi de fils horizontaux permettrait de faire une étude complète des directions de production de ces ondes électriques atmosphériques et de connaître les directions des orages éloignés dont elles proviennent évidemment.

R. V.

Appareils de télégraphie sans fil, système Massie. — *Electrical World*, 28 avril 1906.

Les principes particuliers du système Massie pour la télégraphie sans fil ont déjà été indiqués [1]. Les appareils actuels présentent un certain nombre de nouveautés.

Les circuits du système Massie forment trois groupes distincts reliés tour à tour entre eux. Ces groupes peuvent être désignés sous les noms de transmetteur, détecteur et récepteur. Un connecteur spécial établit entre les groupes les connexions nécessaires.

D'une façon normale, l'antenne est reliée à l'appareil détecteur qui contient une sonnerie commandée par un relais. L'équipement récepteur, très délicat, est entièrement séparé de l'antenne dont il est soigneusement isolé.

Quand l'antenne est reliée au circuit récepteur, elle est séparée du transmetteur par un très petit éclateur isolé, qui suffit amplement à assurer l'isolement nécessaire pendant la réception et se comporte comme un court-circuit pendant la réception.

Le transmetteur consiste en un éclateur ordinaire, une bobine d'inductance, un condensateur, un transformateur à haute tension, un interrupteur et une batterie. L'éclateur est entouré par un tube en micanite muni d'une fenêtre : dans ce tube passe un courant d'air sous pression, destiné à empêcher l'échauffement des électrodes et l'ionisation de l'air interposé, afin d'assurer à l'étincelle toujours le même caractère. L'air comprimé est aussi employé à refroidir la bobine d'inductance servant à l'accord. Le condensateur est formé de plaques de verre portant des électrodes en feuilles d'étain collées sur elles : le tour de ces plaques est recouvert d'un vernis à l'asphalte pour empêcher les décharges par aigrettes. La clé de transmission est semblable à une clé Morse.

Dans les postes de grande puissance, cette clé n'agit pas directement, mais ferme le circuit d'un relais électromagnétique qui commande un interrupteur à huile placé dans le circuit primaire du transformateur à haute tension.

Le détecteur employé est un cohéreur à limaille très sensible placé verticalement. Il consiste en une aiguille aimantée placée au-dessus de limaille magnétique (fer) et de limaille non magnétique (argent) contenue dans une coupelle en argent.

L'aiguille aimantée provoque le groupement en filets de la limaille de fer, et l'effet des oscillations électriques réduit la résistance électrique de ces filets qui se cohèrent. Un frappeur ordinaire rétablit la résistance initiale après le passage des ondes électriques. Le récepteur relié à ce cohéreur est extrêmement sensible : il consiste en une aiguille en acier maintenue en contact avec deux angles vifs de carbone au moyen d'un petit aimant permanent. Les blocs taillés

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLV, 7 octobre 1905, p. 38.

en angles vifs sont formés d'un mélange de carbone et de paraffine. La résistance des deux contacts entre un angle et l'aiguille est normalement de 40 000 ohms environ.

Un assez grand nombre de postes du système Massie sont actuellement en fonctionnement ou en construction en Amérique.

R. V.

ÉLÉMENTS PRIMAIRES ET ACCUMULATEURS

Brevets récents concernant les accumulateurs au plomb. — *Centralblatt für Accumulatoren*, mars, avril, mai 1906.

Perfectionnements aux accumulateurs. — P. Meusnier et G. Mounier. — Brevet anglais n° 521 du 10 janvier 1905, acc. 10 janvier 1906.

Deux grilles sont réunies de telle façon que les barres diagonales de l'une d'elles soient inclinées en sens opposé des barres diagonales de l'autre. Aux points de croisement et en certains points des cadres, il y a jonction entre les deux grilles.

Perfectionnements aux accumulateurs. — P. A. Gouin. — Brevet anglais 9 657 du 18 mars 1905, acc. 1er février 1905.

Les électrodes consistent en enveloppes cylindriques en plomb antimonieux avec ouvertures quadrangulaires dans lesquelles est placée une baguette prismatique en plomb antimonieux et la matière active. Ces électrodes sont supportées sur des pieds demi-cylindriques en celluloïd ou autre isolant, destinés à empêcher la production de court-circuits par accumulation de la matière tombée. A la partie inférieure, les électrodes sont maintenues par une plaque isolante.

Perfectionnements aux accumulateurs. — P. Marino. — Brevet anglais 4 287, du 1er mars 1905, acc. 1 février 1906.

Des plaques en bois paraffiné, en ébonite ou en autre mâtière isolante sont munies sur les deux faces de côtes verticales juxtaposées qui sont enveloppées d'un fil de plomb dont l'extrémité sert de connexion. Sur les plaques ainsi préparées, on dépose électrolytiquement des couches alternatives de plomb cristallin et de peroxyde de plomb. Quand la masse de plomb atteint une épaisseur suffisante, on la presse et on la forme. On peut aussi, au lieu de dépôts électrolytiques, recouvrir les plaques d'un mélange de plomb finement pulvérisé et de litharge formant une pâte compacte. Sur cette couche, on place à nouveau un fil de plomb.

Accumulateur. — H. H. Porter. — Brevet américain 813 582 du 21 septembre 1903, acc. 27 février 1906.

L'emploi de séparateurs particuliers permet de diminuer le poids de plomb de la grille et d'augmenter la quantité et la surface de la matière active employée. Les plaques négatives extérieures sont de 40 °/₀ moins épaisses que les positives, et les plaques négatives intérieures de 20 °/₀ moins épaisses. La grille porte en son milieu une bande longitudinale moins épaisse que les bords extérieurs du cadre et les barres transversales. La matière active est maintenue par des côtes que portent les bords des grilles et qui sont dirigées vers l'intérieur de la plaque. Entre les plaques sont disposés des séparateurs triples formés d'une feuille de bois portant des rainures verticales et deux feuilles d'ébonite perforées en contact direct avec la matière active de chaque plaque. La feuille de bois a généralement 3 millimètres d'épaisseur avec des rainures de $1^{mm},5$ de profondeur.

Accumulateur. — F. Mouterde. — Brevet américain 814 064 du 24 juillet 1905, acc. 6 mars 1906.

Les électrodes cylindriques sont munies de saillies en Y servant à maintenir la matière active. Les cylindres successifs sont alternativement positifs et négatifs. Ils reposent sur la partie inférieure d'un double fond dont est muni le récipient : ce double fond permet de vider et de nettoyer l'élément sans toucher aux électrodes.

Accumulateur. — B. Hallock. — Brevet américain 814 691 du 15 mai 1905, acc. 13 mars 1906.

L'élément comprend deux plaques horizontales épaisses. Le récipient sert de support à la plaque inférieure et maintient la matière active en contact avec le support conducteur, malgré ses dilatations et contractions. Les parois extrêmes du récipient étant inclinées, le poids de la plaque produit un resserrement constant de la matière active qui ne peut ainsi se déliter. Les deux plaques sont séparées l'une de l'autre par une paroi poreuse horizontale, en bois, en ébonite ou en amiante.

Perfectionnements aux plaques d'accumulateurs. — F. J. Gerard et L. Friedler. — Brevet anglais, 30 mars 1905, acc. 29 mars 1906.

La lécithine mélangée avec des oxydes de plomb donne, après séchage, une masse dure et compacte très propre à la formation de peroxyde de plomb. Après réduction de la plaque sous

forme de plomb métallique, la matière est si tenace que l'on peut la plier sans inconvénient. D'autre part, elle absorbe si bien l'oxygène que l'on peut charger l'élément avec une grande rapidité. Enfin le rendement en énergie de telles plaques est excellent. Ces trois avantages proviennent de la structure moléculaire que subit la pâte par l'action chimique de la lécithine sur l'oxyde de plomb et par la difficulté de formation du sulfate de plomb. Il est avantageux d'ajouter à la pâte un sel soluble de plomb et de mercure. Une bonne solution consiste en 350 parties de lécithine et 10 parties d'acétate de plomb et de sulfate de mercure dans 1 000 parties d'eau.

Perfectionnement à la fabrication des accumulateurs. — H. Leitner. — Brevet anglais, 7 720 du 11 avril 1905, acc. 15 mars 1905.

On mélange à sec avec de l'oxyde de plomb 5 à 10 °/₀ de sel ammoniac pulvérisé ou finement cristallisé (ou bien du sulfate, du phosphate ou du carbonate d'ammoniaque); on en fait une pâte et on la sèche sous un courant d'air chaud en élevant la température jusqu'à 200° ou jusqu'à ce que le sel ammoniac soit complètement décomposé. Les plaques sont alors extrêmement dures et poreuses.

E. B.

ÉLECTROCHIMIE

Sur l'électrolyse des conduites d'eau ou de gaz produite par les courants vagabonds. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 3 mai 1906.

La commission du « Deutscher Verein von Gas- und-Wasserfachmännern » a poursuivi, depuis deux ans, des recherches très complètes sur les conditions dans lesquelles se trouvent les conduites d'eau et de gaz de différentes villes allemandes.

Le Pr Teichmüller a trouvé les résultats suivants : dans 15 villes sur 113, il y a des attaques électrolytiques qui se répartissent en 48 cas particuliers.

A Elberfeld, la différence de potentiel moyenne entre deux points du réseau de rails est de 3,5 à 4 volts. Aux croisements de tuyaux, il se produit un passage du courant des uns aux autres. La sortie du courant qui quitte les tuyaux se répartit sur une surface relativement importante et semble être maxima à proximité de points voisins des usines électriques. Un tuyau de gaz placé à proximité des rails était fortement oxydé sur toute sa surface ; les oxydes avaient pénétré sur deux ou trois centimètres dans le sol environnant. Le fer d'une conduite d'eau était attaqué superficiellement et formait une masse d'apparence graphitique.

A Strasbourg, les différences de potentiel entre les tuyaux et les rails ont été trouvées comprises entre 2,2 et 2,8 volts au maximum à proximité de l'usine (tuyaux positifs). A de grandes distances de l'usine, les différences de potentiel ont été trouvées égales à 4 volts en moyenne, et 11,5 volts au maximum. Les jonctions conductrices placées aux éclisses des rails étaient, pour la plupart, mauvaises. Les rails soudés à l'aluminothermie présentaient, au contraire, une très bonne conductibilité. Une forte corrosion fut constatée à Strasbourg, mais n'a pu être encore expliquée d'une façon satisfaisante.

A Dresde, deux usines génératrices concourent à fournir le courant. Autour de chacune d'elles existent des zones où la différence de potentiel entre les tuyaux et les rails s'élève à 3 volts environ.

A Hambourg, où l'on a pris des précautions toutes particulières et où l'on a installé récemment des conducteurs de retour avec des résistances réglables, on a trouvé des différences de potentiel entre tuyaux et rails, de 0,5 volt en moyenne (tuyaux positifs). Autrefois, la différence de potentiel s'élevait à 5 volts.

Un certain nombre d'études chimiques et électrochimiques ont été faites par la commission pour chercher à déterminer les causes des attaques constatées. Mais les conditions dans lesquelles se produisent et agissent les courants vagabonds sont tellement compliquées que l'on n'a pas pu, jusqu'à présent, obtenir de résultat pratique nettement effectif.

E. B.

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. Nouet.

Tome XLVII. Samedi 9 Juin 1906. 13e Année. — N° 23.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

MÉMOIRES SUR L'ÉLECTROMÉTALLURGIE *(fin)*(1).

Note sur les procédés Gin pour les traitements des minerais de nickel de la Nouvelle-Calédonie et la fabrication électrométallurgique du nickel.

Le traitement direct des minerais de nickel de la Nouvelle-Calédonie est peu avantageux et il est préférable de traiter un produit de concentration, tel que l'oxyde ou le sulfure.

D'autre part, il est rationnel d'opérer la concentration sur place et le traitement électrométallurgique en Europe. En effet, pour traiter en Europe des minerais bruts contenant généralement 20 °/₀ d'humidité et ne titrant sur le sec que 6 à 7 °/₀ de nickel, on transporte en pure perte un poids mort 16 à 20 fois plus considérable que celui du métal à en extraire. Le tableau suivant montre que la dépense supplémentaire correspondante est supérieure à la valeur intrinsèque du minerai.

Si la concentration sur place est indispensable au point de vue économique, il est visible, au contraire, que l'on n'a pas grand intérêt à tenter à la Nouvelle-Calédonie la fabrication électrométallurgique. En effet, les chutes d'eau calédoniennes sont nombreuses, mais peu puissantes, difficiles à aménager et généralement éloignées des voies de communication ; enfin, la création d'usines hydro-électriques à si grande distance de la métropole comporte une foule d'aléas que ne présentent pas les puissances hydrauliques d'Europe.

Au surplus, si l'on considère que le poids de l'oxyde ne surpasse que de 27 °/₀ celui du métal contenu, on voit que la majoration due au transport en Europe du concentré sous forme d'oxyde ne dépasse pas 25 francs par tonne de métal, chiffre bien inférieur à l'écart entre le prix des opérations électrométallurgiques en Europe et en Nouvelle-Calédonie, où

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 2 juin 1906, page 321.

l'on devra importer tout le matériel, le coke, les électrodes, et payer une main-d'œuvre de fabrication relativement élevée.

Frais qui grèvent le prix de revient des minerais bruts exportés en Europe.

DÉTAIL DES DÉPENSES	TENEURS (analyses sur minerai sec) 6 %.	7 %.	8 %.
Prix de l'unité de métal à Nouméa.	$0^{fr},60$	$0^{fr},65$	$0^{fr},75$
Tonnage de minerai brut à 20 % d'humidité pour une tonne de nickel affiné.	22^{t}	$18^{t},750$	$16^{t},500$
Prix d'achat sous palan à Nouméa.	$633^{fr},60$	$682^{fr},50$	792^{fr} »
Livraison, prise d'essai, analyses.	36 »	39 30	42 25
Frêt à 35 francs.	770 »	656 25	577 50
Sacs : 22 par tonne à $0^{fr},35$.	169 40	144 40	127 05
Intérêts sur avances.	21 »	23 »	25 »
Assurances.	25 »	27 »	29 »
Frais de livraison en Europe.	34 »	32 »	32 25
Pertes de route et imprévus.	34 »	32 »	32 25
PRIX TOTAL EN EUROPE.	$1\,723^{fr}$ »	$1\,636^{fr},45$	$1\,657^{fr},30$
Majoration par tonne de métal.	$1\,089^{fr},40$	$953^{fr},95$	$865^{fr},30$

En résumé, la solution rationnelle du problème consiste à traiter sur place les minerais bruts afin d'en extraire le sulfate destiné à la vente directe, ou l'oxyde qui sera transporté en Europe pour la fabrication du nickel et de ses alliages.

TRAITEMENT DES MINERAIS CALÉDONIENS POUR SULFATE OU OXYDE DE NICKEL.

Le traitement repose sur les observations suivantes :

A la température de 145/150° correspondant à une pression de 4 kilogrammes, la solubilité aqueuse de sulfate de nickel (c'est-à-dire le rapport $\frac{p}{P + \pi}$ du poids de sel anhydre dissous au poids de la solution saturée) est voisine de 0,37 ce qui correspond à peu près à 2,5 molécules grammes par litre de solution.

Dans les mêmes conditions de température et de pression, le sulfate ferrique, au contraire, se dissocie en donnant du peroxyde de fer hydraté, du sulfate ferrique basique insoluble et de l'acide sulfurique libre.

Il en résulte que, si, à la température de 145/150° C. et sous pression, l'on soumet à l'action d'une quantité ménagée d'acide sulfurique de concentration convenable, un mélange de protoxyde de nickel et de peroxyde de fer, ou un minerai contenant ces deux oxydes, le nickel seul sera attaqué et dissous, tandis que le peroxyde de fer restera inattaqué.

Il convient de ne pas dépasser notablement la pression de 4 kilogrammes, car au delà de 6 kilogrammes, une solution saturée de sulfate de nickel dépose des quantités appréciables de l'hydrate $SO^4Ni, 2H^2O$, et, à 12 kilogrammes, la solubilité s'annule complètement.

L'application de ce principe simple permet de réaliser l'attaque des hydrosilicates calédoniens en ne solubilisant que la matière utile, c'est-à-dire l'oxyde de nickel.

Cette séparation s'effectue avec le minimum d'acide sulfurique, sans emploi d'aucun réactif accessoire, et avec une faible dépense de combustible.

Voici comment on opère en pratique :

Le minerai est délayé dans une proportion suffisante d'une solution de sulfate de nickel saturée à la température ordinaire (eau-mère d'une opération précédente). Le mélange est introduit dans un autoclave horizontal à double enveloppe dont la capacité intérieure garnie de plomb est munie d'une ouverture à fermeture autoclave pour l'introduction du minerai et d'un tube de vidange.

Le chauffage de l'appareil a lieu au moyen de vapeur introduite à 8 kilogrammes dans la double enveloppe.

Pour brasser les masses contenues dans la capacité intérieure, l'appareil est muni d'un malaxeur à chaînes.

On chauffe d'abord au moyen de la vapeur jusqu'à ce que la température intérieure atteigne environ 133° (3 kilog. de pression). On injecte alors de l'acide sulfurique à 53° Baumé.

Par suite de la réaction chimique et de la continuation du chauffage, la température intérieure de l'autoclave monte rapidement à 145/150° (environ 4 kilog. de pression). On règle la vapeur de manière à maintenir cette pression pendant 20 à 30 minutes, temps suffisant pour réaliser l'attaque complète de l'oxyde de nickel.

On pourrait alors évacuer les liquides sous pression et les filtrer, mais cette manière de procéder comporte des inconvénients que l'on évite de la manière suivante :

On évacue la vapeur de l'enveloppe, puis on injecte dans la capacité intérieure une solution froide et saturée de sulfate de nickel (eau-mère d'une opération précédente) contenant en suspension une proportion convenable de sulfate basique de nickel obtenu par ébullition d'une solution de sulfate de nickel diluée en présence d'ammoniaque.

On sature ainsi l'excès d'acide sulfurique introduit à dessein pour assurer l'attaque complète et l'on précipite en même temps le fer qui a pu être attaqué. Cette épuration s'effectue en vertu de la réaction :



$$(NiO)^7SO^3 + 2(SO^4)^3Fe^2 = 2Fe^2O^3 + 7SO^4Ni.$$

En proportionnant aux masses initiales la quantité de liqueur introduite en fin d'opération, on obtient une mixture à peu près neutre contenant tout le nickel à l'état de sulfate et dont la température est voisine de 90°.

On sépare au filtre-presse la solution du résidu solide qui est lavé méthodiquement à l'eau pure. On fait ensuite cristalliser le sulfate. Quant à l'oxyde, on l'obtient par calcination du sulfate au rouge vif et en atmosphère oxydante.

Quand on concentre les eaux-mères pour faire cristalliser le sulfate de nickel, on obtient du sulfate double de nickel et de magnésium. Naturellement ce composé ne peut être vendu comme sulfate de nickel, mais il peut servir pour la fabrication de l'oxyde. En calcinant au rouge vif, le sulfate de nickel seul est décomposé et l'on recueille l'oxyde de nickel par simple lixiviation de la masse calcinée.

Application aux minerais de la Nouvelle-Calédonie.

Les calculs qui suivent supposent l'emploi d'un minerai type, contenant à l'état sec environ 7 °/₀ de nickel et à l'état cru 20 °/₀ d'humidité.

La composition de ce minerai pourrait être représentée par la formule suivante, exprimée en molécules kilogrammes par tonne :

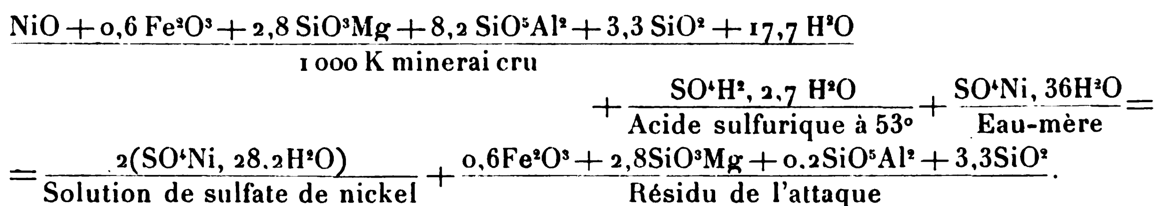


$$NiO + 0,6Fe^2O^3 + 2,8SiO^3Mg + 0,2SiO^5Al^2 + 3,3SiO^2 + 6,6H^2O + 11,1Aq.$$

Attaque sous pression. — On attaque le minerai avec de l'acide sulfurique à 53° après l'avoir

délayé avec de l'eau-mère d'une précédente cristallisation, eau-mère dont la composition correspond approximativement à SO^4Ni, $36\,H^2O$.

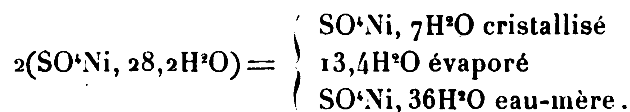
Dans ces conditions la réaction sulfatisante peut s'écrire :



$$\underbrace{NiO + 0{,}6\,Fe^2O^3 + 2{,}8\,SiO^3Mg + 8{,}2\,SiO^5Al^2 + 3{,}3\,SiO^2 + 17{,}7\,H^2O}_{1\,000\text{ K minerai cru}} + \underbrace{SO^4H^2,\,2{,}7\,H^2O}_{\text{Acide sulfurique à }53°} + \underbrace{SO^4Ni,\,36H^2O}_{\text{Eau-mère}} =$$

$$= \underbrace{2(SO^4Ni,\,28{,}2H^2O)}_{\text{Solution de sulfate de nickel}} + \underbrace{0{,}6Fe^2O^3 + 2{,}8SiO^3Mg + 0{,}2SiO^5Al^2 + 3{,}3SiO^2}_{\text{Résidu de l'attaque}}.$$

Cristallisation. — On admet que la moitié du sulfate est recueilli par cristallisation, de telle sorte que l'on a :



$$2(SO^4Ni,\,28{,}2H^2O) = \begin{cases} SO^4Ni,\,7H^2O \text{ cristallisé} \\ 13{,}4H^2O \text{ évaporé} \\ SO^4Ni,\,36H^2O \text{ eau-mère}. \end{cases}$$

Matières mises en jeu. — En tenant compte de l'acide sulfurique fixé à l'état de sulfate de magnésie et des pertes de toute nature, on peut admettre qu'en pratique les matières mises en jeu interviennent dans les proportions suivantes :

	PAR TONNE DE MINERAI	PAR TONNE DE SULFATE	PAR TONNE D'OXYDE
Minerai à 7 °/₀ NiO	1 000 kilogrammes.	4 000 kilogrammes.	15 400 kilogrammes.
Acide sulfurique à 53°	300 —	1 200 —	4 620 —
Sulfate (SO^4Ni, $7H^2O$)	250 —	1 000 —	3 850 —
Oxyde NiO	65 —	260 —	1 000 —
Combustible	» —	500 —	2 300 —

Variante du procédé.

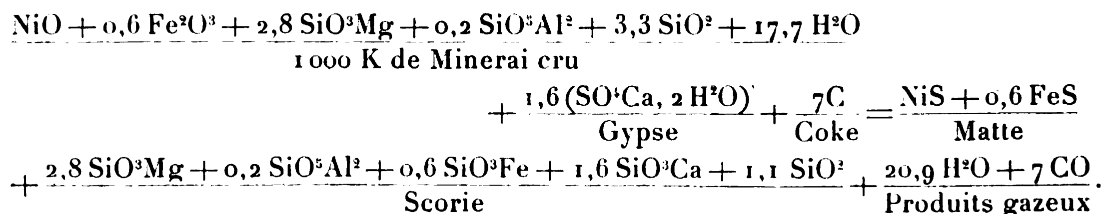
On peut aussi combiner le procédé précédent avec la fabrication des mattes actuellement employée.

Le minerai broyé avec du gypse et du coke est fondu dans des fours à cuve à chemise d'eau. On obtient une matte contenant 50 à 60 °/₀ de nickel qui constitue le produit de concentration à transporter en Europe.

Cette matte grillée à mort, donne un mélange de peroxyde de fer et d'oxyde de nickel que l'on traite comme il a été dit plus haut, pour en extraire l'oxyde pur de nickel ou le sulfate.

Ce procédé mixte a l'avantage de réduire à une simple fusion le traitement à pratiquer à la Nouvelle-Calédonie. Par contre, il exige une proportion de coke assez élevée.

Réactions.



$$\underbrace{NiO + 0{,}6\,Fe^2O^3 + 2{,}8\,SiO^3Mg + 0{,}2\,SiO^5Al^2 + 3{,}3\,SiO^2 + 17{,}7\,H^2O}_{1\,000\text{ K de Minerai cru}} + \underbrace{1{,}6(SO^4Ca,\,2\,H^2O)}_{\text{Gypse}} + \underbrace{7C}_{\text{Coke}} = \underbrace{NiS + 0{,}6\,FeS}_{\text{Matte}}$$

$$+ \underbrace{2{,}8\,SiO^3Mg + 0{,}2\,SiO^5Al^2 + 0{,}6\,SiO^3Fe + 1{,}6\,SiO^3Ca + 1{,}1\,SiO^2}_{\text{Scorie}} + \underbrace{20{,}9\,H^2O + 7\,CO}_{\text{Produits gazeux}}.$$

Matières mises en jeu.

En tenant compte des pertes, on peut admettre que les matières mises en jeu interviennent dans les proportions suivantes :

	PAR TONNE DE MINERAI	PAR TONNE DE MATTES
Minerai à 7 % NiO	1 000 kilogrammes.	3 000 kilogrammes.
Gypse	330 —	1 000 —
Coke	280 —	840 —
Mattes	133 —	1 000 —

TRAITEMENT ÉLECTROMÉTALLURGIQUE POUR NICKEL OU FERRONICKEL.

Le principe du traitement consiste à réduire au four électrique l'oxyde de nickel après addition d'une proportion convenable de silice et de carbone, de manière à obtenir un siliciure exempt de carbone, que l'on fait ensuite réagir sur l'oxyde mélangé de chaux afin de brûler le silicium et de le scorifier sous forme de silicate de calcium.

La réduction pour siliciure du minerai brut ou de l'oxyde de nickel peut s'opérer dans un four électrique à résistance analogue aux fours à ferrosilicium. Le siliciure fondu passe directement à l'état liquide du four de réduction dans celui d'affinage.

L'affinage s'effectue dans mon four canal en présence d'une quantité calculée d'oxyde de nickel ou d'oxyde de fer ou d'un mélange des deux oxydes selon que l'on veut obtenir du nickel pur ou du ferronickel.

On peut aussi introduire directement le fer dans le métal affiné.

Les réactions sont très simples :

I. — *Réduction pour siliciure*



$$2NiO + SiO^2 + 4C = SiNi^2 + 4CO.$$

II. — *Affinage pour nickel*



$$SiNi^2 + 2NiO + CaO = 4Ni + SiO^3Ca.$$

L'affinage basique élimine le phosphore qui pourrait provenir du coke employé dans la réduction pour siliciure. Quant au soufre, on peut l'éliminer par l'intervention finale d'une petite quantité de manganèse non carburé ou de ferromanganèse sans carbone.

En pratique, la réduction et l'affinage d'une tonne de nickel exigent, toutes pertes comprises :

Oxyde de nickel	1 300 kilogrammes.
Silice pure	300 —
Chaux	250 —
Coke de réduction	300 —
Électrodes	60 —
Énergie électrique	4 250 kilowatts-heure.

On peut enfin opérer l'affinage dans un four à foyers conjugués dans lequel on forme un bain d'oxyde de nickel, tandis que les électrodes sont formées de siliciure de nickel.

*
* *

Forme d'exécution nouvelle des fours électriques à induction.

Dans les fours à induction, il est difficile, par suite de la faible conductibilité calorique et de la lenteur de diffusion des corps fondus, de réaliser une répartition uniforme du chauffage et des réactions.

On obtient un effet technique notablement plus parfait par une circulation continue des matières fondues qui entraîne un mélange de toutes leurs parties et renouvelle sans cesse les surfaces de contact avec les corps réagissants, gazeux, liquides ou solides.

On réalise cette circulation en constituant le creuset canal par une suite de canaux découverts, dont le fond est incliné dans le sens longitudinal, et en réunissant ces canaux par des conduits fermés latéralement, qui mettent en communication l'extrémité profonde de chaque canal avec l'origine moins profonde du canal suivant.

L'effet Joule variant en raison inverse des sections, la masse fondue la moins chaude se rassemble dans la partie profonde des canaux découverts ; comme les masses liquides, qui communiquent par l'intermédiaire des conduits fermés, ont des densités différentes par suite de l'écart des températures, il se produit un mouvement ascensionnel des molécules liquides dans les conduits fermés, déplacement qui est encore renforcé par le chauffage dans le conduit même. Par raison de continuité, une circulation générale et continue s'établit dans toute la masse fondue remplissant les canaux.

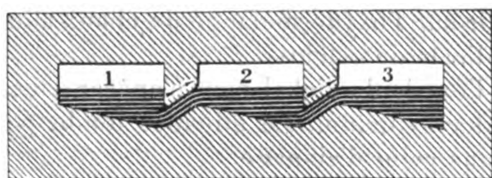


Fig. 1.

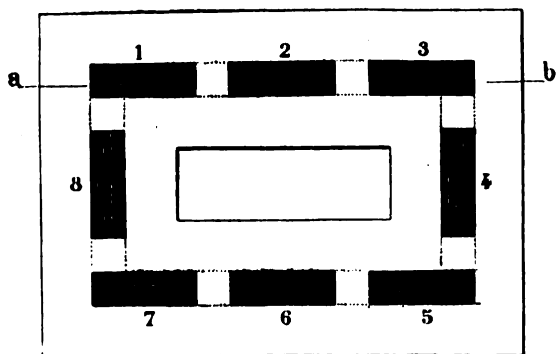


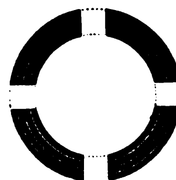
Fig. 2.

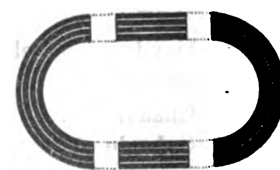
Les figures 1 et 2 montrent schématiquement un creuset de four à induction, affectant une forme rectangulaire et formé de 8 canaux découverts reliés par le même nombre de conduits fermés. La figure 1 est une coupe verticale suivant *ab*, indiquant la disposition des canaux 1, 2, 3, et des conduits fermés entre 1 et 2 et entre 2 et 3.

Pour la compréhension du dessin et la simplification des figures, on n'a pas représenté les communications entre 3 et 4 ni entre 8 et 1, et l'on a négligé de montrer le système inducteur qui est indépendant des dispositions proposées et qui fait maintenant partie de la technique courante.

Les figures 3 et 4 représentent deux variantes à 4 canaux découverts, reliés par 4 conduits fermés.

Il est facile de concevoir un grand nombre d'autres variantes basées sur le même principe.


Fig. 3.


Fig. 4.

On peut observer qu'il a été proposé des fours dans lesquels le chauffage électrique s'exerce par une combinaison de conduits fermés et de cuvettes ou bassins découverts, mais ces inventions ne peuvent être confondues avec la présente.

Dans mon brevet français n° 3550, pris en addition au brevet 342 101, j'ai revendiqué une

suite de canaux fermés et de cuvettes, dans lesquels la circulation des matières fondues n'est ni continue ni automatique ; elle ne se produit qu'au moment de la coulée et ne peut être réalisée par les moyens que je viens d'exposer puisque le circuit n'est pas fermé.

Dans un brevet de Schneider, le chauffage par courant induit est localisé dans un système tubulaire de faible section et de grande résistance entouré par un circuit électromagnétique inducteur. L'existence du noyau inducteur exige d'abord que le système tubulaire soit extérieur au four proprement dit. Ensuite, il est visible que la circulation des matières fondues est limitée à ces tubes extérieurs, et qu'elle vient s'éteindre dans le bassin du four en tourbillonnements dont l'amplitude ne sort pas de la région immédiatement voisine des orifices tubulaires. Il s'en suit que la masse fondue ne peut participer toute entière à la circulation et qu'il est bien difficile de réaliser un chauffage homogène, à moins de multiplier les tubes de chauffage sur tout le contour du bassin. Mais comme chacun de ces tubes exige un inducteur, il en résulterait une grande complication de construction.

Avec la disposition que je viens de décrire, un seul inducteur suffit pour tout le circuit.

Il est bien entendu que le résultat technique est indépendant des formes et dispositions adoptées pour le système inducteur, qui peut être quelconque. Il en est de même pour le nombre, les formes et dispositions respectives des canaux qui peuvent être plus simples encore que celles qui sont figurées ci-contre et qui peuvent s'adapter aux conditions particulières des applications que l'on a en vue.

Gustave GIN.

CHEMIN DE FER ÉLECTRIQUE DE BERTHOUD A THOUNE

L'ouverture du tunnel du Simplon et l'application, à ce tronçon de voie ferrée, de la traction électrique par courants triphasés avec locomotives Brown-Boveri, a ramené l'attention sur l'emploi des courants triphasés et sur l'intérêt qu'ils peuvent présenter, dans un assez grand nombre de cas, pour la traction électrique. Le moment n'est donc peut-être pas mal choisi pour dire quelques mots d'une installation de traction électrique par courants triphasés qui, en fonctionnement depuis plusieurs années déjà, donne des résultats tout à fait satisfaisants. Cette installation est celle de la ligne de Berthoud à Thoune, exécutée par la maison Brown-Boveri et C°.

La ligne de Berthoud à Thoune assure une liaison entre le nord-est de la Suisse et l'Oberland bernois et réalise une économie de trajet de 12 kilomètres sur le tracé qui passe par Berne. Sa longueur totale dépasse un peu 40 kilomètres. Elle présente des courbes d'assez faible rayon (250 mètres au minimum) et des rampes importantes (de 25 °/₀₀) ; les travaux de terrassement, les ouvrages d'art et les tunnels y sont assez nombreux. A partir de Berthoud, dont l'altitude est de 536 mètres, la voie monte pendant 20 kilomètres jusqu'à un point situé à 770 mètres d'altitude, puis redescend jusqu'à Thoune, qui est à 561 mètres d'altitude.

La voie est établie en rails Vignole de 12 mètres de longueur pesant 36 kilogrammes par mètre courant : elle est à écartement normal de $1^{m},435$. Les rails, qui servent de conducteur pour l'une des phases des courants triphasés, sont éclissés électriquement au moyen du système Brown-Boveri, qui consiste dans l'application d'une pâte métallique entre les extrémités des rails et chaque éclisse, après un décapage soigneux et avant le serrage de l'éclisse. Ce procédé donne d'excellents résultats et les connexions restent bonnes.

L'énergie électrique nécessaire à l'exploitation de la voie ferrée est fournie par l'usine génératrice établie sur la Kander et prévue pour alimenter les villes de Berne, de Berthoud et la voie ferrée. Cette usine, qui utilise une chute de 63 mètres avec un débit de 7 mètres cubes par seconde, contient six groupes électrogènes de 1 000 chevaux formés chacun d'une turbine Escher Wyss à arbre horizontal et d'un alternateur triphasé Brown-Boveri à 4 000 volts et 40 périodes muni de son excitatrice. La tension est élevée à 16 000 volts pour la transmission de l'énergie électrique de la Kander à Thoune, transmission de 48 kilomètres de longueur environ effectuée par une ligne à 3 conducteurs de 5 millimètres de diamètre supportés par des poteaux métalliques et des isolateurs à double cloche.

Le long de la ligne sont disposés 14 postes de transformation, distants de 3 kilomètres environ en moyenne. La figure 1 représente l'un de ces postes. Chacun d'eux contient un transformateur de 450 kilowatts à bain d'huile abaissant la tension des courants triphasés de 16 000 à 750 volts, et des parafoudres à cornes ainsi que les coupe-circuits et appareils auxiliaires de sectionnement. Les phases des deux enroulements de transformation sont connectées en étoile.

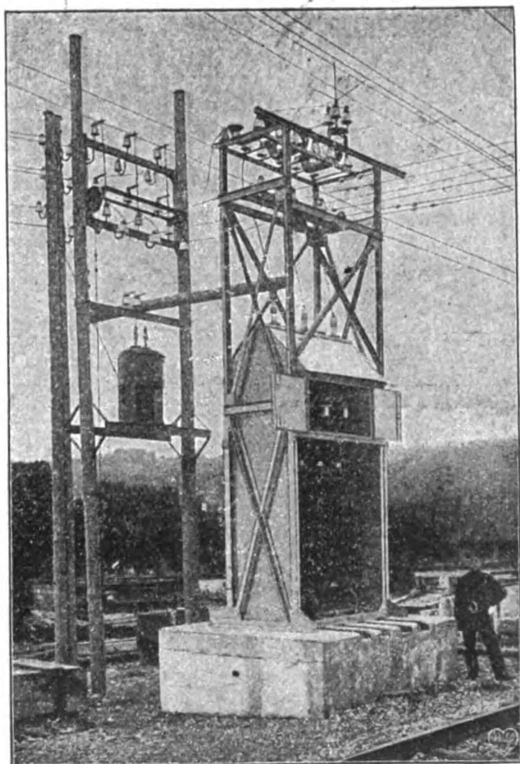


Fig. 1. — Poste de transformation.

Les postes de transformation placés le long de la ligne alimentent, sous 750 volts triphasés, deux conducteurs aériens en cuivre dur de 8 millimètres de diamètre servant pour l'alimentation des motrices et locomotives. Les rails de roulement servent de troisième conducteur et sont reliés transversalement entre eux tous les 100 mètres environ. Les fils aériens sont supportés par des fils transversaux en acier de 6 millimètres de diamètre fixés chacun à deux poteaux en bois : l'isolement est partout double : tous les isolateurs ont été essayés à 6 000 volts. Les fils de cuivre sont disposés en zigzag par rapport à la voie, pour assurer une usure uniforme des archets de prise de courant. La ligne d'alimentation est divisée, au moyen d'isolateurs de sectionnement, en quinze tronçons différents, ce qui facilite beaucoup l'entretien de la voie ferrée et la recherche des défauts.

Le service des voyageurs est assuré par des automotrices et des voitures de remorque, chaque train, de 50 tonnes, comprenant une automotrice et une voiture de remorque et contenant 140 voyageurs. La vitesse de marche est de 36 kilomètres à l'heure. En cas d'affluence, on constitue chaque train par 2 automotrices et deux voitures de remorque ; le poids est alors de 100 tonnes et le nombre de voyageurs transportés s'élève à 280. Chaque automotrice repose sur deux bogies à deux essieux et est équipée avec 4 moteurs triphasés de 60 chevaux attaquant chacun un essieu. La longueur d'une motrice est de $16^{m},30$; la distance d'axe en axe des bogies est de $9^{m},50$, et l'empattement de chaque bogie est de $2^{m},20$. Le poids total est de 32 tonnes ; le nombre de places est de 66.

Chacun des moteurs triphasés pèse 1 500 kilogrammes et attaque un essieu par l'intermédiaire d'une simple réduction d'engrenages dont le rapport de démultiplication est 1/3 : il

est suspendu au bogie par l'intermédiaire d'un cadre à ressorts et s'appuie sur l'essieu correspondant au moyen de deux paliers. Une sorte de caisse en fonte, à couvercle amovible, protège chaque moteur et peut être ouverte, de l'intérieur de la voiture et même pendant la marche, pour la visite des bagues reliées aux enroulements du rotor. Les paliers des moteurs sont à graissage automatique. Les démarrages et les faibles vitesses nécessaires pour les manœuvres sont obtenus par l'introduction, au moyen d'un controller spécial, d'un rhéostat métallique dans le circuit du rotor de chaque moteur. En marche normale, la vitesse reste constante, au glissement près des moteurs triphasés. Dans les descentes, on récupère automatiquement de l'énergie électrique lorsque le train a une tendance à marcher à une vitesse supérieure au synchronisme. L'organe de prise de courant de chaque

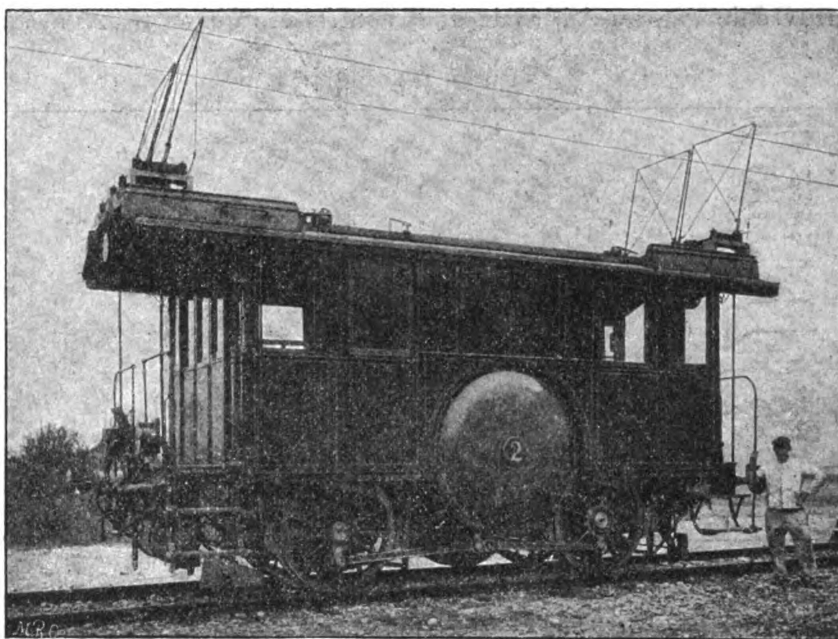


Fig. 2. — Locomotive électrique de la ligne Berthoud-Thoune.

automotrice est composé d'un double archet, semblable à celui des locomotives qui sera décrit ci-dessous.

Les trains de marchandises et, au besoin, quelques trains de voyageurs sont remorqués par des locomotives. Ces machines peuvent tirer un poids de 100 tonnes sur une rampe de 25°/₀₀ à une vitesse de 18 kilomètres à l'heure, et un poids de 50 tonnes sur la même rampe à une vitesse de 36 kilomètres à l'heure. Une locomotive (fig. 2) pèse 30 tonnes et est à deux essieux, sur chacun desquels le poids adhérent est de 15 tonnes. La longueur totale est de $7^{m},80$ et l'écartement des essieux est de $3^{m},15$. Le châssis, les boîtes à graisse et les ressorts sont établis comme dans les machines à vapeur.

L'entraînement des essieux est assuré par deux moteurs triphasés de 150 chevaux chacun placés au milieu du châssis (fig. 3). Les rotors de ces deux moteurs sont clavetés aux extrémités d'un arbre commun, sur lequel ils sont en porte à faux, et qui tourne dans de forts paliers à graissage automatique. La vitesse de rotation des moteurs est de 300 tours par minute. Les stators des moteurs sont boulonnés d'une part au châssis et d'autre part aux

supports des paliers de l'arbre. Le démontage du rotor ou du stator d'un des moteurs sur le côté de la locomotive est très facile et peut être effectué sans le déplacement d'aucun organe. Des bagues de contact sont disposées du côté intérieur du rotor et sont très facilement accessibles. Le poids total d'un moteur complet est de 4 tonnes.

Sur l'arbre commun aux deux moteurs sont embrochés deux pignons fous dont l'un ou l'autre peut devenir solidaire de l'arbre par le jeu d'un manchon à griffes. Ces pignons engrènent avec des couronnes dentées placés sur un arbre intermédiaire, qui entraîne les roues par l'intermédiaire de manivelles et de bielles. Le rapport de démultiplication des engrenages est 1/1,88 ou 1/3,72. Le diamètre des roues motrices est de 1 230 millimètres.

Le démarrage des moteurs est assuré par l'introduction d'une résistance commune dans les circuits de leurs rotors. Cette résistance est mise graduellement en circuit ou hors circuit par la manœuvre de l'un ou l'autre de deux controllers qui se trouvent aux extrémités de la locomotive.

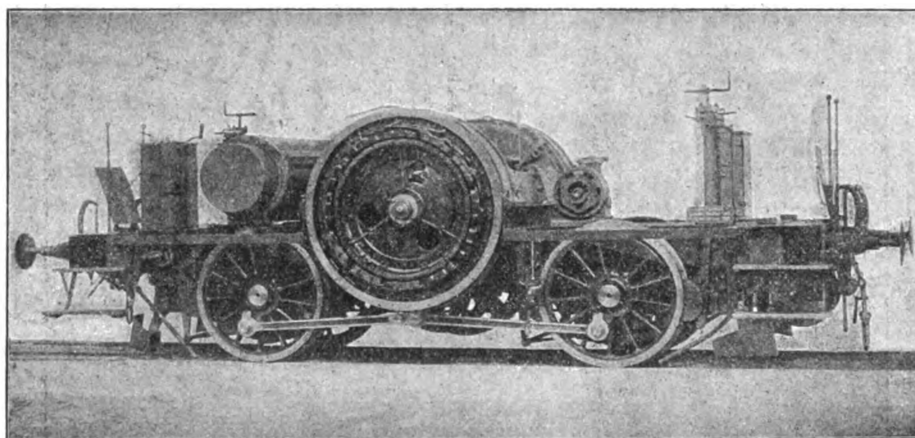


Fig. 3. — Châssis de la locomotive électrique.

On voit sur la figure 2 la disposition des archets de prise de courant de forme rectangulaire placés deux par deux aux extrémités de la locomotive, ou des automotrices. Chacun de ces appareils est formé de tubes d'acier très légers entretoisés diagonalement par des fils d'acier. L'axe autour duquel tourne chaque archet est muni d'un puissant ressort d'acier, qui assure un bon contact avec la ligne aérienne. La partie frottante est constituée par un tube métallique de section triangulaire pouvant tourner autour de ses extrémités, de façon à effectuer toujours le contact sur une surface plane. Chacun des archets recueille une intensité de courant de 150 ampères sous 750 volts. Les archets peuvent être abaissés au moyen de petits câbles en acier isolés.

L'équipement électrique d'une locomotive, ou d'une automotrice, est complété par un compresseur entraîné par un moteur triphasé de 4 chevaux qu'alimente, sous une différence de potentiel de 100 volts, un petit transformateur fixé au longeron du châssis. Ce transformateur alimente aussi les circuits d'éclairage et de chauffage du train.

Comme on le voit par la rapide description qui précède, cette installation, qui fonctionne d'une façon parfaite et continue depuis plusieurs années, méritait d'être signalée à l'attention des ingénieurs.

A. Solier.

NOTES SUR LES MACHINES D'EXTRACTION ÉLECTRIQUES

Jusqu'en 1902 environ, date de l'exposition de Düsseldorf, les machines d'extraction principales étaient presque toutes commandées par des moteurs à vapeur, de puissances comprises entre 1 000 et 3 000 chevaux. Ces moteurs se trouvaient dans des conditions détestables de fonctionnement ; en effet les démarrages, pour lesquels les cages chargées, pesant souvent 10 tonnes, ne sont pas équilibrées, exigent des efforts considérables, et les variations de charge sont énormes ; en outre, dans la plupart des mines, ces machines à vapeur fonctionnaient à échappement libre, l'installation de condenseurs centraux pour les machines de différents puits étant assez difficile à réaliser. Dans ces conditions, la consommation de vapeur par cheval-heure utile, c'est-à-dire par cheval-heure compté en charbon extrait, atteignait environ 50 kilogrammes, et dépassait même souvent ce chiffre, que l'emploi de la condensation ne permettait d'ailleurs pas d'abaisser sensiblement au-dessous de 30 kilogrammes par cheval-heure utile.

Devant ces résultats, l'attention des ingénieurs électriciens ne pouvait manquer d'être attirée sur l'économie considérable de consommation de vapeur que permettrait d'obtenir l'application de moteurs électriques aux machines d'extraction. En effet, les groupes électrogènes un peu puissants permettent d'obtenir couramment des consommations de vapeur inférieures à 7 à 8 kilogrammes par cheval-heure, ce qui, en admettant un rendement total de 45 °/₀ pour la transmission et la machine d'extraction électrique conduit à une dépense de vapeur de 16 kilogrammes environ par cheval-heure utile. En fait, dans une des premières installations électriques, à Thiederhall, près de Brunswick, on a constaté des consommations comprises, en moyenne, entre 15 et 17 kilogrammes de vapeur par cheval-heure utile ; au puits Zollern II, dont il sera question plus loin, la consommation de vapeur a été trouvée inférieure à ce chiffre.

Au point de vue de la sécurité et de la simplicité de manœuvre, il est bien évident que le moteur électrique ne saurait être inférieur au moteur à vapeur, bien au contraire : des relais et des disjoncteurs permettent la commande automatique immédiate des freins au cas où le courant électrique viendrait à manquer ou bien où la cage dépasserait la recette : des dispositifs simples, reliés à l'indicateur de position de cage, permettent d'obtenir automatiquement l'accélération, le ralentissement ou l'arrêt de la cage. Au point de vue de la conservation du matériel, le moteur électrique, ayant un couple constant et uniforme, est très supérieur au moteur à vapeur, dont le couple variable fait fouetter les câbles et fatigue les organes. Enfin, au point de vue de la commodité, de l'agencement général et de l'emplacement, le moteur électrique offre l'avantage de pouvoir être placé à n'importe quelle distance de l'usine génératrice, tandis que les moteurs à vapeur exigent l'installation de batteries de chaudières à proximité de la machine d'extraction.

Dans les premières installations, et encore actuellement dans quelques installations où des conditions particulières justifient cette manière de faire, on a branché directement sur le réseau ou sur l'usine génératrice le ou les moteurs entraînant la machine d'extraction. Dans le cas de moteurs à courants alternatifs (triphasés en général), on effectuait le démarrage et le réglage de la vitesse au moyen de rhéostats, liquides ou métalliques, intercalés dans le circuit du rotor. Dans le cas du courant continu, on réalisait des groupements série-parallèle de deux moteurs, comme dans les applications de traction électrique, et l'on employait un rhéostat pour le démarrage et pour les vitesses de transition. Dans l'un ou

l'autre cas, la solution adoptée entraînait la production de variations de charge et d'à-coups extrêmement considérables sur le réseau ou sur l'usine génératrice, à-coups que l'on atténuait plus ou moins au moyen de batteries tampon (même dans le cas des courants triphasés, où l'on a employé des batteries-tampon fonctionnant sur des groupes réversibles, moteurs synchrones-générateurs). Outre l'inconvénient des à-coups et des variations de charge, les procédés employés entraînaient une perte d'énergie assez considérable dans les résistances.

Pour éviter ces deux inconvénients, on a été conduit, d'une part à n'employer que des moteurs à courant continu et à effectuer le démarrage et le réglage de la vitesse en modifiant la différence de potentiel aux bornes, soit par l'emploi de batteries d'accumulateurs fractionnés (procédé abandonné), soit par l'emploi de groupes moteurs-générateurs à voltage variable ou de survolteurs, et, d'autre part, à uniformiser la puissance soutirée au réseau par l'emploi de batteries d'accumulateurs ou de lourds volants auxiliaires emmagasinant de l'énergie pendant les arrêts de la machine d'extraction et la restituant pendant les traits. Ces deux principes ont donné lieu à différentes solutions que nous passerons successivement en revue.

Nous étudierons donc d'abord quelques-unes des installations où les moteurs d'extraction sont reliés directement à l'usine génératrice, puis quelques-unes des différentes installations équipées avec les systèmes Ilgner, Lahmeyer ou Creplet.

I. Machines d'extraction reliées directement a l'usine génératrice.

1° *Moteurs à courant continu.*

L'installation de la mine de Thiederhall près de Brunswick, dont il a été question plus haut, a été faite par la Société Siemens et Halske et répond aux conditions suivantes :

Charge utile par trait	800 kilogrammes.
Poids d'une berline	400 —
Poids de la cage	800 —
Profondeur du puits	200 mètres.
Vitesse d'extraction	6 mètres par seconde.
Vitesse pour le transport du personnel	3 —
Nombre de traits par heure	81.

L'arbre du treuil d'extraction est commandé directement par deux moteurs à courant continu que l'on couple en série ou en parallèle. La puissance totale des deux moteurs est de 300 chevaux environ. L'énergie électrique nécessaire est fournie par une dynamo génératrice de 65 kilowatts sous 500 volts à 650 tours par minute, en parallèle avec laquelle travaille une batterie-tampon de 260 éléments. Pour que cette batterie-tampon agisse avec efficacité, la machine à vapeur travaille à admission constante, le régulateur n'agissant que pour prévenir un emballement dangereux. La machine à vapeur travaille ainsi à puissance constante. La vitesse d'extraction de 6 mètres par seconde est obtenue avec les deux moteurs en parallèle sous 500 volts ; la vitesse de 3 mètres par seconde est réalisée avec les deux moteurs en série, et la vitesse très faible nécessaire pour la revision des puits est obtenue par l'insertion des résistances de démarrage sur le circuit, et l'adjonction d'une résistance réglable en parallèle avec les induits des moteurs.

Cette installation, qui remonte à six ans environ, est en voie de transformation. En octobre 1906 sera mise en service une nouvelle machine d'extraction établie par la Société Siemens-Schuckert avec le système Ilgner dont il est question plus loin. Le nombre de tonnes extraites par période de 8 heures sera de 800 ; la charge utile remontée à chaque trait sera de 1 500 kilogrammes en deux berlines : la vitesse d'extraction sera de 8 mètres

par seconde. La machine d'extraction comprendra un tambour cylindrique de 3m,50 de diamètre avec un câble de 35 millimètres de diamètre. Elle sera entraînée par un seul moteur à accouplement direct. Le courant continu nécessaire à l'exploitation sera fourni par une génératrice à 550 volts entraînée par une turbine à vapeur et située dans l'usine génératrice à 1km,5 de la machine d'extraction.

2° *Moteurs à courants alternatifs (triphasés).*

L'Allgemeine Elektricitäts Gesellschaft a fait un certain nombre de ces installations qui fonctionnent d'une façon tout à fait satisfaisante et présentent l'avantage d'une très grande simplicité.

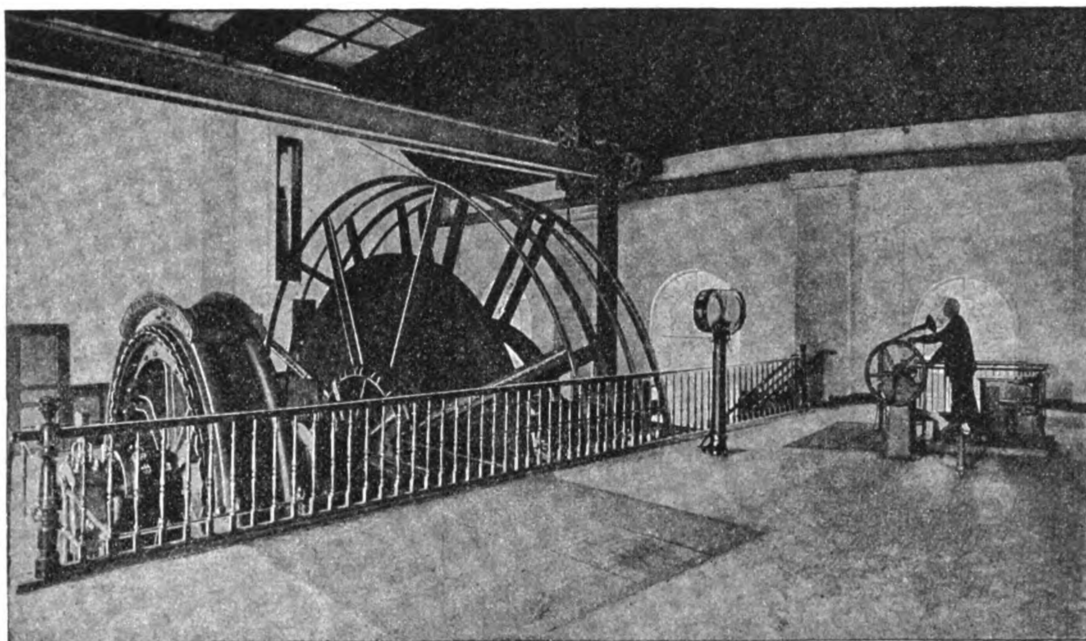


Fig. 1. — Machine d'extraction d'un des puits des mines du Grand Hornu.

L'une des plus connues est celle des mines du Grand Hornu, près Mons, qui comprend trois machines d'extraction semblables alimentées par une usine génératrice centrale produisant des courants triphasés à 1 250 volts et 23,5 périodes. Les conditions auxquelles satisfait l'une de ces machines d'extraction sont les suivantes :

Charge utile.	2 600 kilogrammes en 6 berlines.
Profondeur.	initiale 710 mètres ; future 1 000 mètres.
Vitesse d'extraction..	11 mètres par seconde.
Vitesse pour le transport du personnel. . .	5 —
Puissance d'extraction par 8 heures. . . .	520 tonnes.

La machine d'extraction, que représente la figure 1, comprend deux bobines ordinaires, dont le diamètre nu est 1m,25, le diamètre initial d'enroulement 2m,40, le diamètre final d'enroulement 7m,46 (pour 1000 mètres de profondeur) et le diamètre moyen 4m,93. Le câble employé est plat, en aloès, et présente une section uniformément décroissante, d'après le tableau suivant :

SECTION	LONGUEUR	LARGEUR	ÉPAISSEUR	POIDS PAR MÈTRE
a	150 mètres.	310 millimètres.	47 millimètres.	13kgr,75
b	100 —	300 —	45 —	12 5
c	100 —	280 —	43 —	10 9
d	100 —	270 —	41 —	9 85
e	100 —	250 —	38 —	8 90
f	100 —	230 —	34 —	8 25
g	100 —	220 —	33 —	7 50
h	100 —	210 —	32 —	6 70
i	50 —	210 —	32 —	6 70

La vitesse de rotation des bobines est de 42,5 tours par minute. Elles sont entraînées directement par un moteur triphasé à 1 100 volts, 60 pôles, 44 tours par minute au synchronisme,

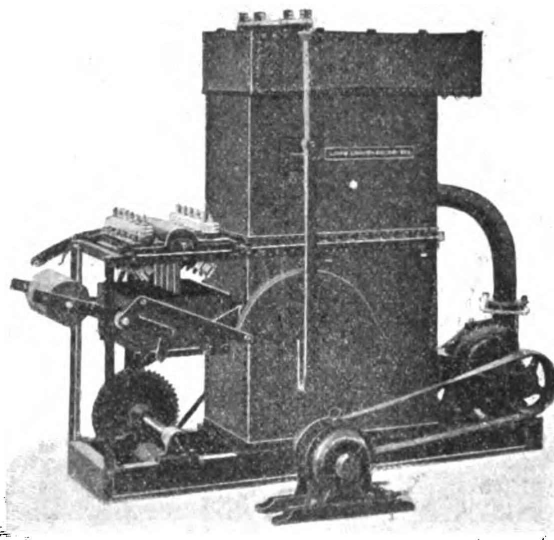


Fig. 2. — Rhéostat liquide de démarrage et de réglage.

500 chevaux de puissance normale, 940 chevaux à la fin de l'accélération. Le poids de la cage à trois étages est de 2 000 kilogrammes ; le poids d'une berline est de 210 kilogrammes. Le démarrage et le réglage de la vitesse sont effectués au moyen d'un rhéostat liquide que représente la figure 2, intercalé dans le circuit du rotor bobiné pour 300 volts. Ce rhéostat liquide à circulation continue est accompagné de l'interrupteur-inverseur à rupture dans l'huile. Les appareils accessoires tels que freins de manœuvre, freins de sûreté, évite-molettes, etc., sont établis comme dans les machines d'extraction ordinaires : un disjoncteur automatique coupe le courant, par l'intermédiaire d'un relais agissant sur un disjoncteur, lorsque la cage dépasse la position normale d'arrêt. Un seul levier permet d'effectuer toute les manœuvres par la commande d'un robinet dont l'ouverture détermine le niveau du liquide dans le rhéostat de réglage. Le schéma de l'installation est semblable à celui de la figure 3, relatif à une autre installation, à part l'emploi de bobines au lieu d'une poulie Kœpe.

La première machine a été mise en service en mai 1904 ; la deuxième en juin 1905. La troisième machine (puits IX) répond aux conditions suivantes :

Charge utile.	1 700 kilogrammes en 4 berlines.
Profondeur.	633 mètres.
Vitesse d'extraction..	8^m,4 par seconde.
Vitesse de transport du personnel.	6 mètres par seconde.
Puissance d'extraction en 8 heures..	408 tonnes.

La machine d'extraction comprend deux bobines de 1^m,68 de diamètre nu, de 2^m,54 de diamètre d'enroulement initial et 6^m,14 d'enroulement final, soit un diamètre moyen de 4^m,34. Le câble plat, en aloès, a une section décroissante de 270 × 42, 260 × 40, 250 × 39, 240 × 38, 230 × 36, 225 × 35, 220 × 34, 215 × 33, 210 × 32, 205 × 31 et 200 × 30 millimètres

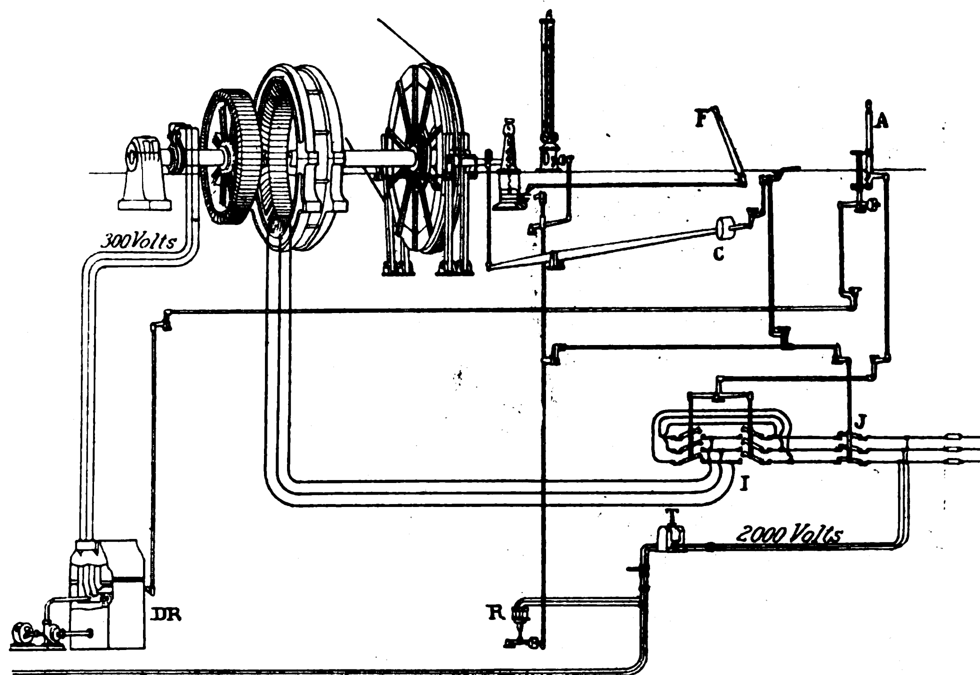


Fig. 3. — Schéma d'une installation de l'A. E. G. avec moteur triphasé.

carrés. La vitesse de rotation est et 37 tours par minute. Le moteur triphasé, qui attaque directement la poulie, est à 1 100 volts et 72 pôles ; sa vitesse synchrone est de 39 tours par minute ; sa puissance normale est de 350 chevaux et sa puissance, à la fin de l'accélération, de 450 chevaux. Le poids de la cage à 2 étages est de 1 800 kilogrammes et le poids d'une berline est de 225 kilogrammes. Le démarrage et le réglage de la vitesse sont assurés, comme précédemment, par un rhéostat liquide.

Une installation déjà ancienne et très importante de l'A. E. G. est celle du puits Preussen II, aux mines de la Harfener Bergbau-Aktien-Gesellschaft à Dortmund. Les conditions d'exploitation sont les suivantes :

Charge utile.	2 200 kilogrammes en 4 berlines.
Profondeur.	700 mètres.
Vitesse d'extraction..	16 mètres par seconde.
Vitesse de transport du personnel.	5 —
Puissance d'extraction en 8 heures..	800 tonnes.

La machine d'extraction comprend une poulie Kœpe de 6 mètres de diamètre; le câble supérieur est rond et est composé de 7 torons de 19 fils d'acier de $2^{mm},6$ de diamètre. Son diamètre extérieur est de 45 millimètres ; il pèse $6^{kgr},7$ par mètre ; sa charge de rupture est de 150 kilogrammes par millimètre carré, ou 105 000^{kgr} au total. Le câble inférieur est plat et est composé de 6 brins à 4 torons de 7 fils de 2 millimètres de diamètre. La largeur est de 100 millimètres, l'épaisseur de 15 millimètres, le poids de 6 kilogrammes par mètre, la charge de rupture de 125 kilogrammes par millimètre carré ou 66 000 kilogrammes au total. La vitesse de rotation de la poulie Kœpe est de 51 tours par minute. Le moteur triphasé, directement accouplé avec la poulie et alimenté par des courants à 2 000 volts et 25 périodes, a 56 pôles et une vitesse synchrone de 53,57 tours par minute. Sa puissance normale est de 650 che-

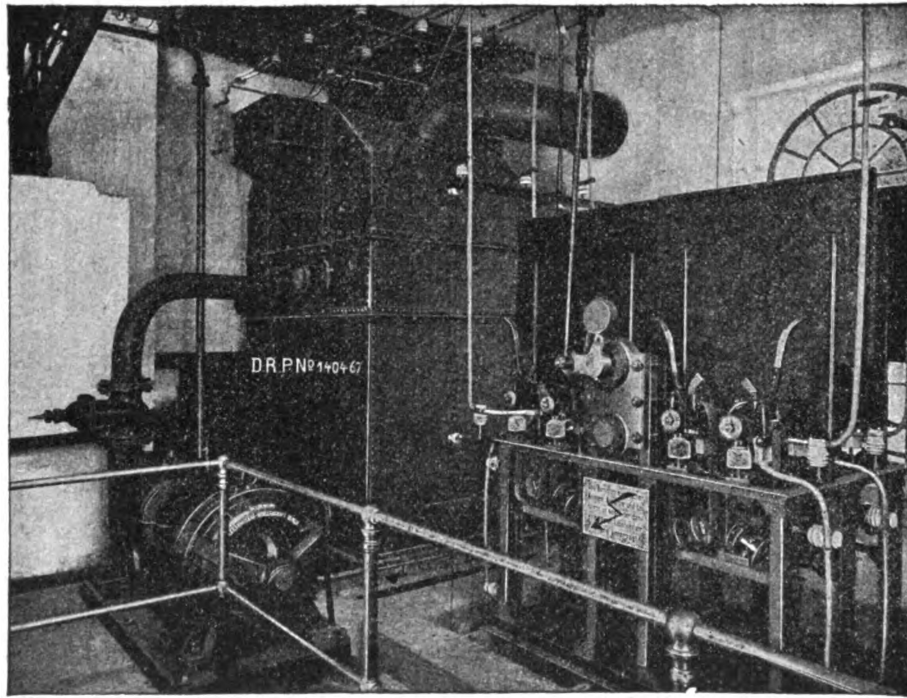


Fig. 4. — Rhéostat liquide de démarrage et de réglage.

vaux et la puissance, à la fin du démarrage, atteint 1 380 chevaux. Le poids de la cage à 2 étages est de 4400 kilogrammes ; une berline pèse, à vide, 350 kilogrammes.

Cette machine d'extraction a été mise en service en décembre 1902 ; la figure 3 représente le schéma de l'installation. Un levier de manœuvre A commande l'interrupteur-inverseur I et le démarreur-régulateur DR. Le levier F commande les freins. J est un interrupteur de sécurité qui peut être manœuvré par une pédale ou bien automatiquement par le relais R. Quand cet interrupteur s'ouvre, le contrepoids C du frein est libéré en même temps, et les freins serrent sur la poulie Kœpe, provoquant ainsi l'arrêt immédiat. T est un transformateur abaissant la tension des courants triphasés sur la dérivation qui alimente le relais R. La figure 4 représente le rhéostat liquide de démarrage et de réglage avec l'interrupteur-inverseur à ruptures dans l'air. Ces appareils sont placés au-dessous du plancher où se trouve le levier de commande et les appareils indicateurs.

Une autre installation intéressante, faite par l'A. E. G., est celle du puits Constantin à Bochum (Westphalie). Dans cette installation, on a employé, à l'usine génératrice, une batterie tampon pour fournir le complément de puissance nécessaire aux démarrages.

Les conditions d'exploitation sont les suivantes :

Charge utile.	2 200 kilogrammes en 4 berlines.
Profondeur.	411 mètres.
Vitesse d'extraction..	11 mètres par seconde.
Vitesse de transport du personnel.	$4^{m},4$ par seconde.
Puissance d'extraction en 8 heures.	800 tonnes.

La machine d'extraction comprend une poulie Kœpe directement entraînée par un moteur triphasé. Cette poulie a 5 mètres de diamètre. Le câble supérieur rond en fils d'acier a 44

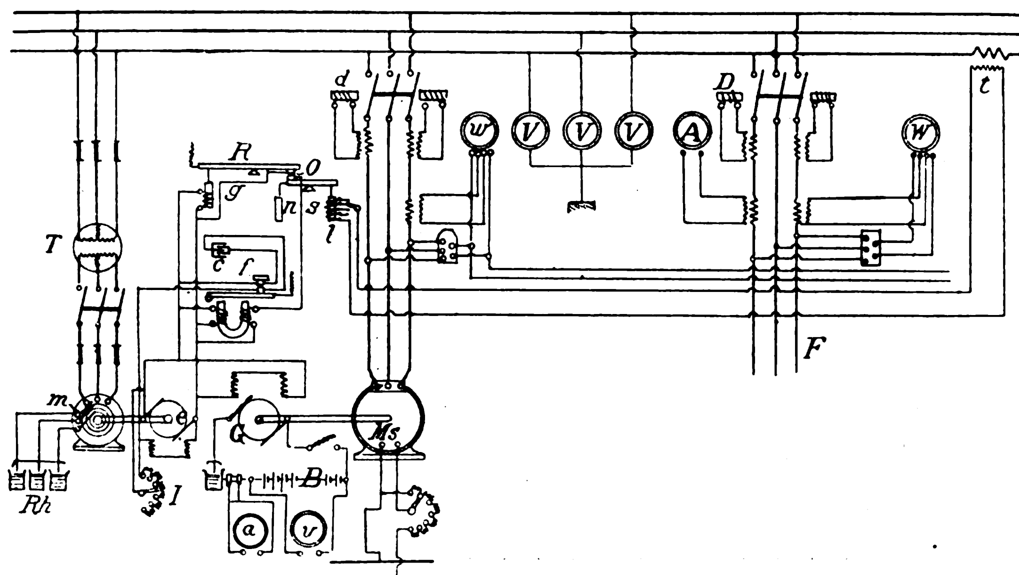


Fig. 5. — Schéma des connexions de l'installation triphasée avec batterie-tampon.

millimètres de diamètre et est formé de 6 torons. Son poids est de $7^{kgr},9$ par mètre ; la charge de rupture est de 130 kilogrammes par millimètre carré et la charge de rupture totale de 106 270 kilogrammes. Le câble inférieur rond est en fils d'acier et a un diamètre extérieur de 40 millimètres ; il est constitué par 6 torons de 18 fils de $2^{mm},5$ de diamètre, pèse $5^{kgr},25$ par mètre et a une charge de rupture totale de 53 000 kilogrammes pour une charge de rupture de 100 kilogrammes par millimètre carré.

La vitesse de rotation est de 42 tours par minute ; le moteur triphasé est alimenté sous 3 150 volts à 25 périodes ; il a 68 pôles et sa puissance normale est de 450 chevaux ; la puissance à la fin du démarrage atteint 750 chevaux. Le poids de la cage à 2 étages est de 4 080 kilogrammes et celui d'une berline est de 285 kilogrammes.

Le moteur triphasé est alimenté par une usine génératrice dont la puissance est seulement de 400 chevaux. Le complément de puissance nécessaire pour les démarrages, soit 350 chevaux, est fourni par une batterie d'accumulateurs de 120 éléments. Le schéma des connexions de l'installation génératrice est représenté par la figure 5. Un régulateur Tirill, agissant comme relais, détermine le fonctionnement de la batterie d'accumulateurs en temps voulu. Le groupe convertisseur, formé d'un moteur synchrone ou

alternateur MS et d'une dynamo génératrice ou motrice G, est relié aux barres omnibus triphasées par un interrupteur-disjoncteur à maxima *d*. La dynamo génératrice G est reliée à la batterie d'accumulateurs B; ses inducteurs sont excités par le courant de l'excitatrice *e* entraînée par un petit moteur triphasé *m* de 7,5 chevaux qu'alimente un transformateur *t* et que dessert un rhéostat liquide de démarrage RH. Le rhéostat d'excitation de cette excitatrice est réglé de telle façon que les inducteurs soient peu saturés. En dérivation sur ce rhéostat de champ est branché le contact *f* du régulateur Tirill qui effectue plusieurs centaines de fermetures et d'ouvertures par minute, court-circuitant ainsi et ouvrant alternativement le rhéostat de champ. L'excitation de l'excitatrice et, par suite, de la génératrice G dépend donc du nombre d'ouvertures et de fermetures effectuées par minute par le contact *f* du régulateur. La durée de fermeture du contact *f* dépend de l'action du transformateur *t* dont le primaire est branché en série sur l'une des barres générales triphasées. Le secondaire de ce transformateur agit sur le solénoïde *s* qui attire plus ou moins le noyau *l* suivant que l'intensité des courants triphasés débités est plus ou moins considérable. Le contact *n* est ainsi déplacé et vient toucher le contact *o* ou s'en éloigne, déterminant ainsi la fermeture ou l'ouverture du contact *f*. Le condensateur *c*, placé en dérivation sur ce dernier, empêche la formation d'étincelles nuisibles au moment des ruptures de contact. Les voltmètres VV (pour 3 150 volts), *v* (pour 300 volts); les ampèremètres A et *a*; les wattmètres W (800 kilowatts) et *w* (350 kilowatts) complètent l'installation. Le moteur d'extraction est alimenté par le feeder triphasé F relié aux barres générales par un interrupteur-disjoncteur D.

On peut signaler encore une installation faite par l'A. E. G., dans laquelle le démarrage et le réglage du moteur triphasé sont obtenus, non plus au moyen d'un rhéostat liquide comme dans les machines d'extraction précédentes, mais au moyen d'un rhéostat métallique commandé par un controller spécial fonctionnant dans l'huile. Cette installation est celle du puits Marie, à la Königliche Berginspektion Königshütte. Les conditions d'exploitation sont les suivantes :

Charge utile.	1 250 kilogrammes en 2 berlines.
Profondeur.	250 mètres.
Vitesse d'extraction et de transport du personnel. .	3^{m},50 par minute.

La machine d'extraction est représentée par la figure 6. Elle comprend deux tambours cylindriques de 4 mètres de diamètre et de 85 centimètres de longueur sur lesquels s'enroule un câble rond en fils d'acier de 31 millimètres de diamètre extérieur, composé de 6 torons à 18 fils de 1^{mm},9. La charge de rupture du câble, qui pèse 3^{kgr},35 par mètre, est de 54 720 kilogrammes.

Le moteur triphasé tourne, en charge, à une vitesse de rotation de 120,5 tours par minute et attaque les tambours, par une réduction simple d'engrenages qui abaisse la vitesse à 16,5 tours par minute. Le moteur a 48 pôles et fonctionne sous 500 volts: sa puissance est de 120 chevaux normalement et de 130 chevaux à la fin du démarrage. Les engrenages sont à dents droites et ont, comme rapport de démultiplication, 1/7,3. Le poids de la cage à un étage est de 2 075 kilogrammes et celui d'une berline est de 350 kilogrammes. La machine d'extraction fonctionne depuis juillet 1903 et est alimentée par l'usine génératrice locale qui produit des courants triphasés à 6 000 volts et 50 périodes. La tension est réduite à 500 volts par deux transformateurs de 150 kilowatts.

La Compagnie Internationale d'Électricité de Liège a établi, à Gilly-lez-Charleroi une

machine d'extraction souterraine installée à 525 mètres de profondeur et destinée à extraire 400 tonnes de charbon par huit heures, d'une profondeur de 125 mètres. La vitesse d'extraction est de 4 mètres par seconde.

Le treuil est formé de deux tambours cylindriques sur lesquels s'enroule un câble en fils d'acier de 30 millimètres de diamètre. Ces deux tambours sont commandés, au moyen d'une double réduction d'engrenages, par un moteur triphasé développant une puissance de 125 chevaux en marche normale et de 300 chevaux pendant le démarrage; la vitesse de ce moteur est de 415 tours par minute. Le démarrage et le réglage sont effectués au moyen de résistances métalliques, avec un controller cylindrique d'un modèle particulier.

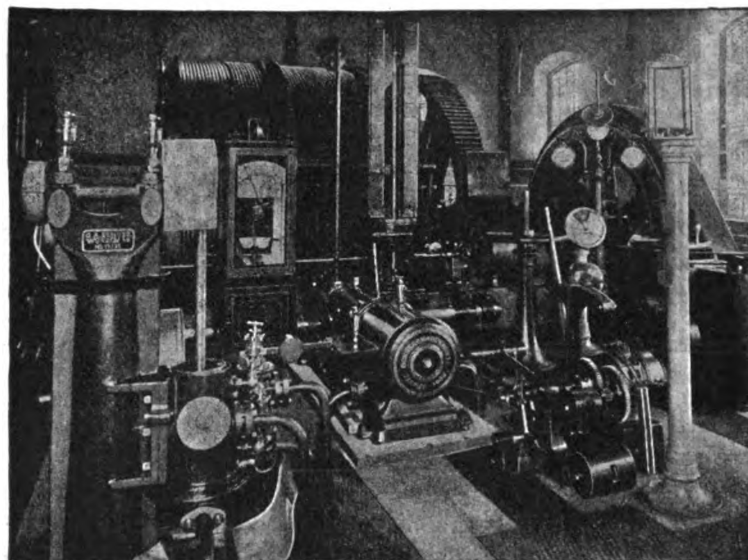


Fig. 6. — Machine d'extraction du puits Marie.

Le moteur est alimenté, sous une différence de potentiel de 1000 volts, par une usine génératrice comprenant un moteur à vapeur de 300 chevaux à simple détente et à condensation, et un alternateur de 230 kilovolt-ampères sous 1000 volts. Pour éviter de fortes chutes de tension dues aux brusques variations de charge, on a employé un appareil automatique de réglage de la tension consistant en un petit moteur asynchrone qui commande le rhéostat d'excitation. Grâce à cet appareil, les plus fortes variations de tension n'atteignent pas 10 °/₀.

La Société Alsacienne de constructions mécaniques de Belfort a établi, dans quelques mines françaises, et particulièrement dans le bassin houiller de Lens, un certain nombre de machines d'extraction directement branchées sur le réseau d'alimentation.

L'une de ces machines, établie aux mines de Lens et alimentée par des courants triphasés, répond aux conditions d'extraction suivantes:

Charge utile.	1000 kilogrammes,
Poids de la cage.	800 kilogrammes.
Profondeur..	257 mètres.
Vitesse d'extraction. . . .	4 mètres par seconde.

La machine d'extraction est constituée par deux bobines sur lesquelles s'enroule un câble plat pesant 2 kilogrammes par mètre courant. Le diamètre initial d'enroulement est

de $1^m,74$ et le diamètre final de $2^m,38$. L'arbre des bobines est entraîné par un moteur asynchrone agissant, par l'intermédiaire d'un accouplement élastique Zodel, sur un train d'engrenages qui présente une démultiplication de 1/15. Le moteur a une puissance de 85 chevaux: il est alimenté par un transformateur triphasé qui abaisse à 200 volts les tensions de 5000 volts du réseau d'alimentation. La fréquence des courants triphasés est de 50 périodes par seconde.

Le réglage de la vitesse du moteur et le démarrage sont effectués au moyen d'un rhéostat métallique commandé par un levier de manœuvre. Quand ce levier est placé verticalement, le courant est coupé sur le circuit du moteur; et, quand il est poussé latéralement, un électro-aimant provoque le serrage du frein. Les positions du levier sont telles que l'on ne peut pas démarrer sans que le frein soit desserré, et que l'on ne puisse pas serrer le frein sans que le courant soit coupé dans le circuit du moteur. Le déplacement vers l'avant ou vers l'arrière du levier détermine la marche dans l'un ou l'autre sens.

Une poulie de frein, calée sur l'arbre des bobines, a 484 millimètres de diamètre et présente deux gorges de 120 millimètres de largeur sur lesquelles frottent les sabots de frein. Les électro-aimants commandant les freins sont munis d'amortisseurs à air de façon à assurer une action progressive et non brutale. Si le courant fait défaut, les deux freins serrent immédiatement: il en est de même si la cage dépasse le niveau de la recette.

(A suivre.) R. DE VALBREUZE.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

***Sur le potentiel explosif statique pour de grandes distances explosives.* — J. Algermissen.** — *Drudes Annalen*, mai 1906.

L'auteur a déterminé le potentiel explosif en fonction de la distance explosive et du rayon des électrodes pour des étincelles de grande longueur. D'après des mesures antérieures, le potentiel explosif n'est pas proportionnel à la distance explosive, mais croît plus lentement que la distance explosive, et d'autant plus lentement que le rayon r des électrodes est plus petit. En ce qui concerne les étincelles de grande longueur pour différents rayons d'électrodes, les valeurs trouvées pour le rapport du potentiel explosif à la distance explosive font l'objet d'un petit nombre de mesures isolées et sont peu concordantes entre elles.

L'auteur n'a pas fait une mesure directe des différences de potentiel relatives à des étincelles longues, mais a fait une comparaison avec de petites étincelles. Pour cela, il a pris deux ou trois bouteilles de Leyde C_1, C_2, C_3, en série chargées par une machine à influence ou par une bobine d'induction et a placé en dérivation sur l'une des bouteilles un micromètre à étincelles F_1 et en dérivation sur les deux ou trois bouteilles, un autre micromètre F. On a alors, entre les différences de potentiel V à l'éclateur F et V_1 à l'éclateur F_1, la relation :

$$V = V_1\left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) \qquad (1)$$

ou

$$V = V_1\left(1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{C_1}{C_3}\right), \qquad (2)$$

en appelant C_1, C_2, C_3 les capacités des trois bouteilles.

A l'éclateur F_1, l'auteur a employé en général des sphères de 1 centimètre de rayon et a déterminé V_1 d'après les tables de Heydweiller-Paschen, réduites à la température ambiante et à la pression barométrique régnante. Il faut, avant tout, connaître le rapport des capacités C_1, C_2, C_3. Celles-ci étaient des bouteilles de Leyde en flint présentant très peu d'hystérésis diélectrique et étaient presque égales.

Les deux ou trois bouteilles, dont la capacité avait été déterminée avec l'interrupteur à diapa-

son et dont les rapports de capacité avaient été vérifiés au moyen du pont de Wheatstone avec téléphone, étaient placées sur des plaques de verre. Les deux éclateurs étaient disposés de façon à ne pas pouvoir s'éclairer mutuellement. Tous les fils de jonction étaient placés dans des tubes de verre. Toutes les pointes et tous les angles étaient garnis de cire à cacheter. Les sphères des électrodes étaient polies à nouveau après chaque mesure et étaient fréquemment nettoyées au cours d'une mesure. Toutes les sphères étaient en laiton. Les bouteilles de Leyde étaient chargées au moyen d'une machine de Holtz ou d'une bobine d'induction. Dans ce dernier cas, le circuit primaire était interrompu et rétabli au moyen d'un interrupteur à pendule. L'expérience a montré qu'il n'y avait pas de différence appréciable entre les résultats obtenus avec une bobine d'induction et ceux obtenus avec une machine à influence.

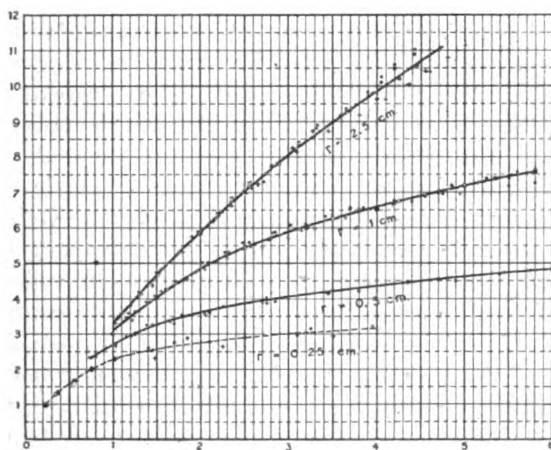


Fig. 1.

Les courbes de la figure 1 montrent les résultats obtenus par l'auteur : les abscisses de ces courbes sont proportionnelles à la distance explosive, et les ordonnées au potentiel explosif exprimé en 10^4 volts. Ces courbes résument la moyenne d'un grand nombre de mesures effectuées dans différentes conditions : les points indiqués par des croix de différentes formes sont relatifs aux mesures faites avec une bobine d'induction, et ceux indiqués par des points ou des cercles sont relatifs aux mesures effectuées avec une machine à influence.

Comme le montre le tableau I, les valeurs de V trouvées par l'auteur pour $r = 0,1$ et 0,5 sont un peu plus élevées que celles de Freiberg et de Heydweiller : les valeurs trouvées pour $r = 2^{cm},5$ concordent à peu près exactement avec celles trouvées par Voigt jusqu'à 2 centimètres de distance explosive. Entre deux et cinq centimètres de distance explosive, les valeurs de cet expérimentateur et celles de l'auteur diffèrent considérablement.

TABLEAU I

DISTANCE EXPLOSIVE	FREIBERG	HEYDWEILLER	ALGERMISSEN
		$r = 0,5$ cm.	
1 cm.	2,577.10^4 Volts	2,7 .10^4 Volts	2,7 .10^4 Volts
1,5	2,95 —	3,17 —	3,25 —
2	3,54 —	3,42 —	3,60 —
2,4	3,72 —	3,57 —	3,80 —
		$r = 1$ cm.	
1,2 cm.	3,267.10^4 Volts	3,57.10^4 Volts	3,55.10^4 Volts
1,5	—	4,02 —	4,05 —
2,0	—	4,548 —	4,85 —
2,4	—	4,85 —	5,30 —
		$r = 2,5$ cm.	
	VOIGT ALGERMISSEN OU FREIBERG		
1,2 cm.	3,8 .10^4 Volts	—	3,8.10^4 Volts
2,0	5,77 —	—	5,8 —
2,5	6,7 —	—	7,0 —
3	7,3 —	—	8,05 —
4	8,24 —	—	9.8 —
4,5	8,6 —	—	10,1 —

R. V.

***Sur les spectres de bandes.* — J. Stark.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 mai 1906.

Un gaz élémentaire possède, en général, un spectre de raies et un spectre de bandes. La lumière dont les rayons-canal provoquent l'émission dans le gaz présente les deux spectres. Cependant, le déplacement des raies dû à l'effet de doublet ne se manifeste que pour le spectre de raies et non pour le spectre de bandes. Il en résulte que le spectre de raies et le spectre de bandes d'un gaz élémentaire ont des supports différents. D'après l'effet de doublet pour les rayons-canal, le spectre de raies d'un élément a comme supports les atomions positifs de cet élément.

Le spectre de bandes d'un gaz élémentaire n'a

pas des ions négatifs comme supports. En effet, en premier lieu, dans les gaz raréfiés, les ions négatifs sont en majeure partie des électrons négatifs libres qui ne possèdent aucun spectre caractérisé. En second lieu les supports du spectre de bandes d'un élément ne possèdent, comme il est dit ci-dessous, ni charge négative, ni charge positive.

Les supports du spectre de bandes d'un élément ne sont pas non plus les atomes neutres. En effet, un gaz neutre non ionisé ne présente pas, même pour de fortes épaisseurs, le spectre de bandes.

Les résultats acquis jusqu'à présent sur le spectre de bandes d'un élément peuvent être expliqués en partant de l'hypothèse suivante. Le support du spectre de bandes d'un élément est le système considéré dans la reformation de l'atome neutre : atome résiduel-électron négatif. La charge électrique de ce système agissant vers l'extérieur est nulle. L'énergie radiée dans le spectre de bandes provient de l'énergie potentielle qui est libérée lors de la réaction entre l'atome résiduel positif et l'électron négatif. Le système : atome résiduel positif-électron négatif passe par différentes phases lors de la reformation en atome neutre ; à ces différentes phases de la réaction correspondent différentes parties du spectre de bandes. Toutes les phases possibles sont présentées par la réaction et par l'émission corrélative du spectre de bandes, quand un atomion libre et un électron libre entrent en recombinaison. Les dernières phases seules sont présentées quand la séparation entre l'atome résiduel positif et un électron négatif n'a pas été complète, mais a conduit seulement à la phase intermédiaire avec laquelle commence la recombinaison après cessation de l'action de dissociation venant de l'extérieur.

Les combinaisons chimiques d'atomes peuvent émettre un spectre de bandes. L'origine des spectres de bandes des combinaisons exige une étude particulière. Deux cas sont possibles. En premier lieu, un spectre de bandes peut être émis lors de la réaction de la composante électriquement neutre K_1 (atome ou groupe d'atomes) avec la composante neutre K_2. En second lieu, un spectre de bandes peut être émis, comme pour les éléments, quand le système: groupe d'atomes positivement chargé-électron négatif se reforme en une combinaison chimique neutre (groupe d'atomes). Dans les deux cas, le support du spectre de bandes ne possède pas de charge électrique; dans les deux cas, l'énergie du spectre de bandes provient de l'énergie potentielle libérée lors de la réaction entre les parties qui se combinent. Pour le second cas, on admet que, dans le gaz, outre les atomions positifs, il peut se produire comme ions positifs aussi des groupes d'atomes positivement chargés. On peut déterminer, par une étude de l'effet de doublet sur les rayons-canal dans des gaz chimiquement composés, si cela a lieu réellement et quel genre de spectres émettent les groupes d'atomes positivement chargés. En effet, dans les rayons-canal, il n'existe pas la température élevée de l'étincelle électrique et, d'autre part, la translation à grande vitesse produit une émission des oscillations propres optiques des ions. Des études sont actuellement en cours sur l'émission de lumière des rayons-canal dans les gaz composés.

Les phénomènes dans le champ électrique ont déjà été étudiés de la façon suivante par l'auteur. Sur le trajet de l'effluve d'un tube à vapeur de mercure, on laisse pénétrer la vapeur lumineuse avec une grande vitesse dans une ampoule de condensation, et l'on fait agir sur ce jet de vapeur un champ électrique produit par deux électrodes. Ce champ éloigne du jet de vapeur les supports du spectre de raies, les atomions positifs, mais non les supports du spectre de bandes verdâtre. Ces supports ne possèdent donc aucune charge électrique. Le fait que le mouvement des supports du spectre de bandes verdâtre n'est pas influencé par le champ électrique résulte aussi de l'expérience suivante.

Dans un tube aussi complètement vide que possible et chauffé électriquement à l'extérieur, on emploie du mercure liquide comme anode et comme cathode l'effluve. Il se produit directement sur la surface de la cathode la première couche cathodique, surmontée de l'espace cathodique obscur, puis de l'effluve négative. Dans celle-ci, il existe une ionisation interne due aux rayons cathodiques et, par suite aussi, une active recombinaison : le spectre de bandes verdâtre et le spectre de raies sont donc émis tous deux. Les supports du spectre de bandes subissant les phases successives de la recombinaison, ils peuvent être déplacés par l'action mécanique du courant de vapeur. Si l'on provoque, au moyen

d'un brûleur Bunsen, la vaporisation du mercure de la cathode, l'espace cathodique obscur ne contient absolument pas de lumière verte; si, au contraire, on provoque une distillation de mercure vers la cathode, cet espace se remplit de lumière verte. Or le champ électrique est intense dans l'espace cathodique obscur: si donc les supports de la lumière verdâtre possédaient une charge négative, ils ne pourraient pas être amenés dans l'espace cathodique par l'action mécanique du courant de vapeur.

Dans l'azote et dans l'hydrogène, les supports du spectre de bandes ne possèdent pas non plus de charge électrique, comme le montrent les observations suivantes. Dans la première couche cathodique de l'effluve, le spectre de raies et le spectre de bandes de l'azote et de l'hydrogène sont émis tous deux. Si les supports du spectre de bandes possédaient une charge positive, ils seraient attirés vers la cathode par le champ électrique intense qui existe dans la première couche: ils devraient passer en partie par les trous de la cathode et produire des rayons-canal, et les bandes émises par eux devraient présenter un déplacement, en arrière de la cathode, par suite de l'effet de doublet. Il n'en est pas ainsi en réalité, et l'on n'observe pas l'effet de doublet en arrière de la cathode: ce sont donc des supports immobiles dont l'émission est provoquée en arrière de la cathode par les rayons-canal (atomions positifs). Les supports du spectre de bandes ne peuvent donc pas posséder, dans la première couche cathodique, une charge positive. Ils ne possèdent pas non plus de charge négative, sans quoi ils seraient repoussés par la cathode.

Entre les spectres de raies et de bandes d'un élément, il existe des différences fondamentales qui proviennent des façons différentes dont ces spectres sont produits. Considérons d'abord la raie individuelle du spectre de bandes en comparaison de la raie individuelle du spectre de raies. La première sera appelée « raie de bande » et la seconde « raie de série ». Comme l'a montré précédemment l'auteur (1), l'émission d'une raie de série est produite par la translation de l'atomion correspondant; son intensité croît comme le carré de la vitesse de translation; l'énergie radiée provient de l'énergie cinétique de l'atomion en mouvement: elle peut donc être modifiée à volonté. L'énergie d'une raie de bande est une fraction de l'énergie potentielle qui est libérée, lors du passage entre deux phases de la réaction entre l'atome résiduel positif et l'électron négatif. Cette énergie a une valeur bien déterminée et ne peut pas varier.

La différence précédente se manifeste dans la façon dont s'étalent les raies de série ou de bande. Une augmentation de pression et de la température produit, en général, un élargissement des raies de série et des raies de bandes, mais, dans cet élargissement, les raies de bandes deviennent diffuses, tandis que les raies de série conservent leur intensité. Ce fait expérimental peut être expliqué théoriquement de la façon suivante: soit e_b la radiation dans la partie élargie pour n supports et E la radiation totale des n supports pour la raie de bande considérée. Quand la pression et la température augmentent, e_b croît et E reste constant: pour les raies de série E croît avec e_b.

L'émission des raies de série est provoquée par la translation dans l'éther, et il se produit un déplacement de ces raies vers le rouge, proportionnel au carré de la vitesse de translation. Cela explique le déplacement des raies de série produit par une élévation de pression ou de température. Les raies de bandes n'empruntent pas leur énergie à la translation de leurs supports: elles ne peuvent donc pas être déplacées par une élévation de pression ou de température. Ce fait est vérifié expérimentalement.

Les différentes portions du spectre de bandes correspondent aux différentes phases de la réaction entre l'atome résiduel positif et l'électron négatif lors de la recombinaison. L'intensité des longueurs d'ondes radiées au passage d'une certaine phase est une grandeur constante pour les supports individuels et, pour la masse gazeuse totale, est proportionnelle à la fréquence ou au nombre z des passages de la phase considérée dans l'unité de temps. Soit $p_1(\lambda_i)$ l'énergie radiée lors du passage d'une phase dans la longueur d'ondes λ_i; pour une absorption négligeable, l'intensité de radiation du spectre de bandes pour la longueur d'ondes λ_i est égale à $zp_1(\lambda_i)$. Le rapport de deux longueurs d'ondes n'appartenant pas à la même phase est $z_1p_1(\lambda_i)/z_2p_2(\lambda_k)$ ou

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVI, 13 janvier 1906, p. 56.

$k_{12} z_1/z_2$, les grandeurs p_1 et p_2 étant des constantes de la réaction chimique entre l'atome résiduel positif et l'électron négatif. Une modification des conditions d'expérience ne modifie donc pas la grandeur k_{12}, mais le rapport z_1/z_2. La répartition de l'intensité dans le spectre de bandes peut donc être modifiée par modification des fréquences des différentes phases de la recombinaison : plus une phase est fréquente par rapport aux autres, plus intense paraît être la partie du spectre de bandes qui lui correspond.

L'auteur a fait un certain nombre d'expériences sur la variation de la répartition de l'intensité dans le spectre de bandes de l'azote et de l'hydrogène. Un tube de 10 centimètres de longueur et $0^{cm},8$ de diamètre en quartz de la maison Heraeus était recourbé à ses deux extrémités : ce tube est représenté par la figure 1. Les godets

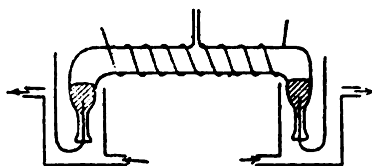


Fig. 1.

constituant les électrodes étaient remplis d'étain et étaient mis en communication avec la source de courant par des pointes en acier, mastiquées dans le tube. Les deux godets trempaient dans des récipients réfrigérants à circulation d'eau. L'étain avait été choisi parce qu'il possède une très basse pression de vapeur. Autour du tube en quartz était placée une spirale de fil que l'on pouvait porter au rouge au moyen d'un courant électrique. Le tube contenait de l'hydrogène ou de l'azote sous une pression de 1 à 50 millimètres. Le spectre de bandes était observé à la colonne positive avec un spectroscope à forte dispersion. A basse température, c'est-à-dire pour une faible intensité de courant et sans échauffement extérieur, les raies de bandes étaient nettes dans l'azote et dans l'hydrogène : si l'on élevait la température jusqu'à ce que le tube en quartz fut rouge, les raies de bandes devenaient diffuses, et, d'autre part, les raies primitivement faibles acquéraient une intensité égale à celle des raies les plus lumineuses. On voit donc que l'élévation de la température moyenne d'un gaz qui produit un spectre de bandes rend les raies des bandes diffuses, égalise les différences d'intensité des raies à l'intérieur d'une bande et des bandes elles-mêmes, et transforme ainsi finalement le spectre de bandes en un spectre continu. Cette modification se produit naturellement plus ou moins vite pour différents gaz suivant la nature particulière du gaz étudié. C'est pourquoi, à la température élevée de l'étincelle électrique, on ne peut plus distinguer le spectre de bandes caractéristique d'un gaz, qui se transforme en un spectre continu dans lequel le spectre de raies se détache nettement. Cette influence de la température sur la répartition de l'intensité spectrale représente la différence fondamentale entre le spectre de bandes et le spectre de raies.

Pour terminer, l'auteur indique encore la différence existant entre les spectres de raies et de bandes au point de vue de l'absorption et il étudie la fluorescence. Le support du spectre de raies est stable et peut recevoir par résonance une longue série quelconque d'ondes incidentes avec accroissement de son énergie de translation (absorption thermique) et de l'énergie d'oscillation de ses électrons. Le support du spectre de bandes n'est, au contraire, pas stable. Pendant qu'il parcourt une certaine phase de réaction et émet des oscillations propres correspondant à celle-ci, il ne peut résoner que pour une courte série d'ondes incidentes. Si la phase de la réaction n'a pas été modifiée par la résonance, il ne peut pas recevoir plus d'énergie radiée qu'il en radie dans la phase considérée, sinon la forme de la réaction changerait. L'absorption de lumière est donc très faible dans le spectre de bandes dans certains cas, et ne peut pas dépasser une certaine valeur de saturation : dans les autres cas, où elle est importante, elle produit une modification dans le développement de la réaction dans les supports d'émission ; elle crée de l'énergie potentielle (absorption chimique) et celle-ci, étant radiée à nouveau dans le spectre de bandes à d'autres phases de la réaction, l'absorption dans le spectre de bandes transforme la lumière incidente en lumière d'autre longueur d'ondes. Il y a là deux cas à considérer.

En premier lieu, dans cette absorption chimique de la lumière, il peut se produire une séparation complète du système absorbant en composantes individuelles, ou le système peut, sans dissociation, subir une modification stable dans certaines conditions. Dans ce cas, l'émission

persiste longtemps après la cessation de l'impression; c'est le cas de la phosphorescence : la vitesse de disparition du phénomène est proportionnelle à la vitesse avec laquelle réagissent entre elles les composantes séparées, ou avec laquelle le nombre des particules individuelles est diminué dans la nouvelle modification. Cette vitesse, ou la durée de la phosphorescence, est très grande en comparaison de la vitesse avec laquelle la particule individuelle se reforme ou retourne à son état primitif plus stable.

En second lieu, pour chaque absorption chimique de la lumière, la modification de la configuration peut ne pas aller jusqu'à la réparation ou jusqu'à une nouvelle modification stable. Dans ce cas, la particule individuelle revient aussitôt à sa configuration stable en émettant des oscillations qui correspondent aux différentes phases de la réaction. Leur persistance après la cessation de l'action est beaucoup plus faible que celle de la phosphorescence, la différence correspondant aux différentes vitesses des réactions dans les deux cas.

D'après ce qui précède, les bandes de fluorescence ont une autre position que les bandes d'absorption agissantes. Pendant que le support des bandes de fluorescence traverse les phases de sa variation de configuration vers la configuration stable finale, son émission simultanée parcourt une bande du spectre du rouge vers l'ultraviolet, ou quelquefois inversement. En général, la bande de fluorescence doit donc être du côté rouge de la bande d'absorption qui la produit.

Lors de l'absorption thermique, il existe, à l'état stationnaire, un équilibre entre l'énergie incidente et l'énergie thermique des particules absorbantes; lors de l'absorption chimique de la lumière, il s'établit un équilibre entre l'énergie incidente, l'énergie de variation de l'état chimique et l'énergie thermique. Dans le premier cas, la radiation équilibre l'énergie thermique; dans le second cas, elle équilibre l'énergie libérée de la modification d'état chimique et l'énergie thermique. Le second cas est plus complexe que le premier. R. V.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

***Sur le fonctionnement en parallèle des moteurs-générateurs synchrones.* — J.-B. Taylor.** — *The Electrician*, 11 mai 1906.

L'auteur désigne sous le nom de moteurs-générateurs synchrones l'ensemble formé par un moteur synchrone à courant alternatif et par un alternateur synchrone. De tels groupes sont fréquemment employés en Amérique comme convertisseurs de fréquence pour l'alimentation des réseaux d'éclairage branchés sur des lignes à basse fréquence destinées à alimenter des installations de traction électrique.

On a éprouvé des difficultés considérables avec les premiers de ces groupes : par exemple, un groupe ayant été démarré et couplé en parallèle avec d'autres prenait beaucoup trop de charge ou bien refusait de prendre aucune charge. Ces troubles provenaient principalement de ce que l'on n'avait pas considéré les combinaisons possibles des relations de phase.

Outre le décalage de phase de la f. é. m. du générateur, dû à la position angulaire du moteur, il y a un autre décalage entre les f. é. m. du générateur du groupe en charge et du groupe non chargé, dû à la différence de phase entre la f. é. m. induite et la différence de potentiel aux bornes; la valeur de ce décalage dépend de la valeur de la charge et du facteur de puissance, et aussi de l'établissement de la machine.

Deux groupes de construction identique reliés en parallèle aux bornes motrices et génératrices, doivent prendre chacun la même part de la charge, si les excitations sont égales. Si l'un des groupes comprend un moteur ou un générateur établi pour un réglage plus strict que celui de la machine correspondante du second groupe, le groupe possédant le réglage le plus strict prend plus que sa part de la charge.

On a supposé ci-dessus que la construction mécanique de deux groupes est identique. On peut évidemment obtenir une identité parfaite dans les encoches, les tôles, les clavetages, etc., mais il est difficile de construire deux groupes ayant une différence initiale de phase inférieure à deux ou trois degrés. La moindre différence fait que le générateur d'un groupe possède une onde de force électromotrice en avance sur l'onde de l'autre groupe; dans ces conditions, le moteur synchrone fonctionne en générateur, et le générateur fonctionne en moteur synchrone.

Soit un groupe pour 25 et 60 périodes, chiffres les plus ordinairement employés. Le plus petit nombre de pôles possible est 10 pour le moteur et 24 pour le générateur. Si l'on trace le schéma

de tous les pôles, on voit qu'il y a deux pôles seulement du générateur dont les axes soient en concordance avec les axes de deux pôles du moteur. Il faut, pour accoupler un groupe avec un second, que l'égalité de phases soit atteinte simultanément pour le moteur et pour le générateur. Quand les moteurs à 25 périodes sont au synchronisme, on a une chance sur cinq pour que les générateurs soient en phase et pour que le couplage soit correct. La Compagnie Edison, de Chicago, emploie un indicateur de synchronisme spécial avec deux index se déplaçant sur le même cadran. La position de l'index à 60 périodes sur l'indicateur marque si la relation de phase est correcte ou non. Si elle n'est pas correcte, l'interrupteur du circuit du moteur synchrone est ouvert et le groupe ralentit un peu ; les deux index de l'indicateur de synchronisme tournent à des vitesses différentes, l'index à 60 périodes faisant 2,4 tours pour chaque tour de l'index à 25 périodes. L'électricien ferme le circuit au moment où les deux index apparaissent simultanément en haut du cadran, indiquant ainsi que les deux machines sont convenablement en phase.

Evidemment, quand les groupes sont démarrés au moyen d'excitatrices directement calées sur l'arbre ou de moteurs d'induction, on peut employer un double indicateur de synchronisme et brancher les machines sur les barres omnibus au moment où leurs phases sont convenables, ou bien l'on peut synchroniser uniquement le moteur d'après les méthodes ordinaires et obtenir ensuite l'égalité de phase du générateur en employant des commutateurs d'excitation appropriés.

Comme on l'a dit plus haut, la f. é. m. du générateur d'un groupe non couplé est en avance sur la différence de potentiel aux bornes des machines en charge. Cela n'offre pas grand inconvénient pour le couplage, et la machine que l'on couple prend seulement un peu plus que sa part de charge pendant quelques minutes. On peut, si l'on veut, éviter cet inconvénient, coupler par l'intermédiaire d'une bobine de réactance convenable que l'on court-circuite peu à peu. Il faut régler convenablement l'excitation pour que le moteur n'ait pas une tendance à agir comme générateur et inversement, au moment du couplage.

R. R.

Appareil pour le couplage automatique d'alternateurs ou de commutatrices en parallèle. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 3 mai 1906.

Cet appareil, représenté schématiquement par la figure 1, permet d'accoupler automatiquement en parallèle les machines à courants alternatifs. Sur un bras double formant fléau,

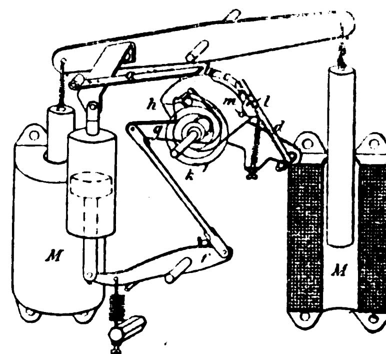


Fig. 1. — Appareil Westinghouse pour le couplage en parallèle.

agissent deux électro-aimants MM portant deux sortes de bobines. Les bobines correspondantes des deux électro-aimants sont reliées en série. L'un des circuits ainsi formé est connecté aux barres générales ; l'autre est relié à la nouvelle machine à coupler. Quand les phases sont égales, les enroulements de l'électro-aimant de droite agissent dans le même sens, et ceux de l'électro-aimant de gauche en sens contraire. Le bras mobile de droite est alors déplacé vers le bas et provoque la fermeture d'un circuit auxiliaire par l'intermédiaire du ressort *a*, du bras *d*, du contact *c* et du segment *b* : cette fermeture ne se produit que quand le fléau atteint sa position la plus basse du côté droit. Le segment *b* n'est pas fixe, mais est mobile sur l'axe du levier double : il est mis en rotation de la façon suivante. Avec le bras gauche du fléau se déplace un cylindre à air. Le piston placé dans ce cylindre est entraîné dans ce mouvement et tend le ressort antagoniste *e* en déplaçant la fourchette *g* dans le sens opposé à celui des aiguilles d'une montre. Dans les mouvements brusques du fléau en sens inverse, une soupape, qui laisse l'air s'échapper au-dessus du piston, empêche que celui-ci ne soit entraîné par le cylindre à air. Le segment *b* est relié à la fourchette par un ressort *k* qui appuie sur celle-ci la tige *h* fixée au segment : le jeu de cette tige dans la fourchette est de 3 millimètres environ. Tant que la

tige s'appuie sur la dent de droite de la fourchette, la pointe *m* ne peut pas soulever le butoir *l* du levier *d* parce que le ressort *k* est trop faible. Quand la tige est en contact avec la dent de gauche, et est poussée par elle vers la droite, la pointe *m* soulève le butoir *l* et passe de l'autre côté de celui-ci : le bras *d* touche alors le contact *c* que touche, d'autre part, le ressort *a*.

Au début de la période de couplage, si les phases ne sont pas bien égales, le fléau oscille rapidement. Le piston du cylindre à air ne suit que les mouvements vers le haut avec la vitesse du fléau, et non les mouvements vers le bas. La fourchette et le segment restent vers la gauche de la position de travail. Peu à peu le mouvement du fléau se ralentit, et le piston descend de plus en plus. Le segment se déplace vers la droite jusqu'à ce que, finalement, il atteigne sa position inférieure, position pour laquelle le circuit est fermé comme cela a été expliqué ci-dessus. Le réglage du ressort *e* et du ressort antagoniste du bras *d* permet d'obtenir un décalage en avant quelconque dans la fermeture du circuit auxiliaire, de façon que l'interrupteur principal se ferme juste au moment du synchronisme.

B. L.

Expériences comparatives faites sur un moteur monophasé à collecteur. — **Czepek.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau.*

Le moteur étudié par l'auteur était un moteur série monophasé tétrapolaire de 7 chevaux établi pour 110 volts, 50 périodes et 1 500 tours par minute. Les dimensions principales sont les suivantes : diamètre de l'induit $33^{cm},7$, longueur de fer $9^{cm},6$, entrefer $1^{mm},5$. Le stator a un enroulement ondulé uniformément réparti logé dans 48 encoches. Les connexions peuvent être faites de telle façon que cet enroulement soit monophasé ou triphasé. Le rotor possède un enroulement série à courant continu simple logé dans 66 encoches. Le rapport des ampère-tours du rotor et du stator est égal à 0,91 pour le montage direct en série. Entre l'enroulement et les 131 lames du collecteur sont intercalées des résistances destinées à améliorer la commutation. Un balai couvre 2,5 lames ; deux balais de même polarité couvrent donc 5 lames. Pour faire fonctionner ce moteur comme moteur Winter-Eichberg, on doublait le nombre de lignes de balais qui s'élevait alors à huit.

Le moteur fut employé comme moteur série à courant continu, comme moteur série monophasé, comme moteur à répulsion, comme moteur Winter-Eichberg, comme moteur monophasé asynchrone et comme moteur triphasé asynchrone.

Les résultats d'expérience sont indiqués par le tableau I, dont les notations ont les significations courantes : s. cont., moteur série à courant continu ; s. mon., moteur série monophasé ; m. r., moteur à répulsion ; m. W.-E., moteur Winter-Eichberg. Le tableau I indique, pour une différence de potentiel constante de 100 volts et une fréquence de 50 périodes le couple, le facteur de puissance, le rendement, le courant principal, la puissance et la vitesse pour des vitesses de 1 300, 1 500 (synchronisme), 1 700 et 1 900, et des courants de 50, 70, 90 et 110 ampères. Le moteur série à courant continu, le moteur série à courant alternatif, et le moteur à répulsion avaient le même décalage de balais de 60° (électriques) par rapport à la zone neutre, en sens inverse du sens de rotation ; le moteur Winter-Eichberg n'avait pas de décalage des balais. On voit que le fonctionnement en moteur série monophasé était, d'une façon générale, meilleur que le fonctionnement en moteur à répulsion. Pour une même vitesse de rotation, le plus grand couple et la plus grande puissance correspondent au fonctionnement comme moteur série à courant continu. Par une vitesse de rotation de 1 700 tours, les couples des moteurs s. cont., s. mon., m. r., m. W.-E. sont dans le rapport de 4,6 : 2,7 : 2,1 : 1,1.

Le facteur de puissance du moteur Winter-Eichberg est toujours de 93 % pour une vitesse de rotation de 1 300 tours ; il est meilleur pour le moteur série monophasé que pour le moteur à répulsion. Celui-ci a un plus mauvais rendement que celui-là. Pour une même puissance apparente, le couple est maximum et la vitesse de rotation minimum pour le moteur Winter-Eichberg. Pour une même puissance apparente absorbée, la vitesse de rotation a des valeurs très différentes pour les différents moteurs : le moteur à courant continu a la plus grande vitesse, puis viennent le moteur à répulsion, le moteur série monophasé et le moteur Winter-Eichberg. Ces différences proviennent de l'affaiblissement du flux principal.

En ce qui concerne le fonctionnement comme

TABLEAU I

100 volts — 50 périodes — décalage des balais 60° (sauf pour m. W. E.).

			TOURS 1 300	TOURS 1 500	TOURS 1 700	TOURS 1 900	AMPÈRES 50	AMPÈRES 70	AMPÈRES 90	AMPÈRES 110
Couple	kgm.	s. cont.	»	»	4,6	3,7	»	»	2,5	4,0
		s. mon.	4,5	3,4	2,7	2,2	»	1,9	3,4	»
		m. r.	3,9	2,75	2,1	1,6	»	0,6	2,35	»
		m. W.-E.	2,5	1,65	1,1	0,65	1,0	3,3	»	»
Facteur de puissance	°/o	s. mon.	»	0,85	0,885	0,904	»	0,94	0,85 min.	»
		m. r.	0,75	0,78	0,785	0,794	»	0,86	0,77 min.	»
		m. W.-E.	0,93	0,975	0,99	0,99	0,99 max.	0,90	»	»
Rendement	°/o	s. cont.	»	»	0,68	0,66	»	»	0,63	0,67
		s. mon.	»	0,685	0,675	0,63	»	0,59	0,68	»
				max. 0,69				max. 0,69		
		m. r.	»	0,585	0,532	0,463	»	»	0,565	»
		m. W.-E.	0,53	0,455	0,365	»	0,36	0,63	»	»
Courant	amp.	s. cont.	»	»	116	106	»	»	»	»
		s. mon.	»	87	79	75	»	»	»	»
		m. r.	»	93	87	82	»	»	»	»
		m. W.-E.	65	56	50	45	»	»	»	»
Puissance	chevaux	s. cont.	»	»	10,7	9,6	»	»	8,1	10,0
		s. mon.	8,6	6,9	6,1	5,7	»	5,2	7,1	»
		m. r.	»	5,9	4,7	4,2	»	2,6	5,3	»
		m. W.-E.	4,5	3,3	2,5	1,7	2,5	5,2	»	»
Vitesse de rotation	tours-minute	s. cont.	»	»	»	»	»	»	»	1 800
		s. mon.	»	»	»	»	»	2 100	1 465	»
		m. r.	»	»	»	»	»	»	1 600	»
		m. W.-E.	»	»	»	»	1 710	1 150	»	»

moteur asynchrone, celui-ci a été satisfaisant sur courants triphasés et mauvais sur courant monophasé. Le démarrage était effectué par la méthode de Schüler, en combinant le moteur asynchrone et le moteur à répulsion : quand l'induit était court-circuité, on soulevait les balais. Le nombre de tours en série étant beaucoup plus faible dans le montage monophasé que dans le montage triphasé, le courant à vide était très élevé dans le premier montage, de sorte qu'on ne pouvait pas aller au delà de 80 volts comme différence de potentiel aux bornes. L'entrefer a une valeur trop élevée pour ce genre de moteurs. Le glissement est relativement important : pour 80 volts et 100 ampères, le cos φ était égal à 50 °/o, le glissement à 3,5 °/o, la puissance à 3,1 chevaux et le rendement était inférieur à 60 °/o. Comme moteur triphasé, les résultats étaient sensiblement meilleurs : le rendement s'élevait à 77 °/o pour 7 chevaux et 110 volts : ce chiffre est supérieur à celui du meilleur moteur à collecteur; le glissement était de 7 °/o. Le facteur de puissance était plus mauvais pour le moteur asynchrone que pour le moteur à répulsion.

Le rendement comme générateur fut étudié sur le moteur à répulsion : pour cela on décalait les balais en sens inverse par rapport à la zone neutre, ou bien on inversait le sens de rotation. L'im-

pédance du moteur à répulsion, à la vitesse s (vitesse de rotation /1 500) est $Z_s = \sqrt{(R + Ps)^2 + \chi^2}$, où R désigne la résistance ohmique totale, χ la réactance, Ps la composante wattée due à la vitesse, P une constante qui dépend de la position des balais et de l'intensité du champ. On a $E = JZ_s$ et $\cos\varphi = (R + Ps)/Z_s$. La puissance absorbée est $EJ\cos\varphi = \dfrac{E^2(R + Ps)}{(R + Ps)^2 + \chi^2}$

et la puissance fournie par la machine est :

$$EJ\cos\varphi - J^2R = \frac{E^2 Ps}{(R + Ps)^2 = \chi^2}.$$

Les constantes nécessaires ayant été déterminées d'après des courbes tracées précédemment, et les valeurs correspondantes de la puissance absorbée et de la puissance produite comme moteur et comme générateur ayant été calculées, on fit des mesures expérimentales comparatives sur le moteur entraîné à contre-sens de rotation avec un décalage de balais de 50°. La production d'étincelles au collecteur empêcha d'élever la différence de potentiel au delà de 80 volts. Les valeurs théoriques et les valeurs expérimentales diffèrent sensiblement : à ± 800 tours par minute, la différence est très faible, mais en deçà et au delà, la différence est importante. Pour une vitesse de rotation nulle, il faut en pratique 1 400 watts, et en théorie 1 700 watts, pour couvrir les pertes à l'arrêt. La différence entre les valeurs théoriques et réelles provient de la variation de P et de χ avec la vitesse, variation dont on ne tient pas compte dans les équations. Quand la machine fonctionne comme moteur, χ croît avec la vitesse et P décroît ; pour le fonctionnement en générateur, χ décroît et P croît quand la vitesse croît.

Les conditions de démarrage pour différents calages des balais dans le moteur série monophasé et dans le moteur à répulsion sont à peu près les mêmes jusqu'à 80° de décalage environ par rapport à la zone neutre : le couple de démarrage monte pour retomber rapidement à zéro pour 90° et recroître symétriquement. Dans les deux moteurs, le facteur de puissance croît avec le décalage jusqu'à 90° et atteint un maximum : l'induit agit d'une façon complètement démagnétisante et le moteur à répulsion est semblable à un transformateur court-circuité, à grande dispersion. L'allure du courant concorde avec celle du cos φ (fig. 1 et 2).

Dans les moteurs monophasés à collecteur, un décalage des balais par rapport à la zone neutre

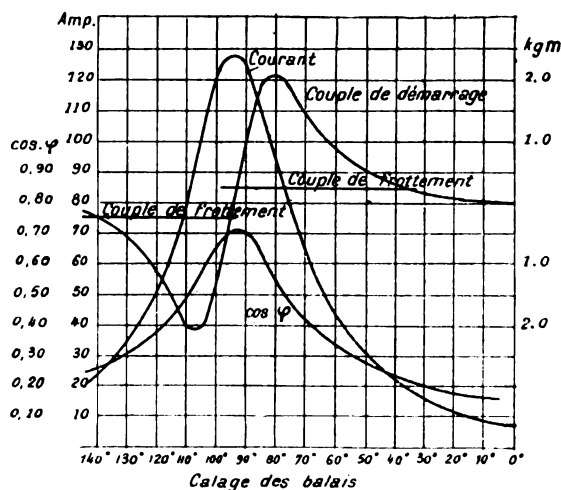


Fig. 1. — Moteur série monophasé.

en sens inverse de la rotation produit une compensation par l'action des contre-tours. Cette

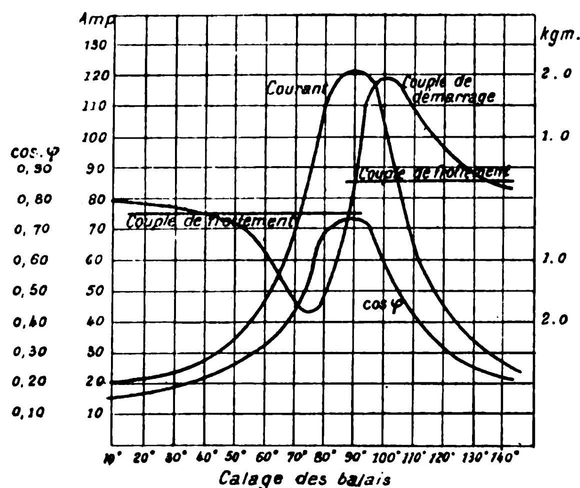


Fig. 2. — Moteur à répulsion.

compensation est d'autant plus grande que le décalage est plus grand ; le flux du stator est cependant affaibli et, comme dans le moteur série à courant continu, un fort décalage produit pour une même puissance absorbée une augmentation de la vitesse de rotation. Le tableau II indique les résultats comparatifs obtenus pour des décalages de 40° et de 60°.

TABLEAU II

			Décalage des balais par rapport à la zone neutre. 40°	60°
Couple	kgm.	s. cont.	3,8	1,62
		s. mon.	4,5	2,75
		m. r.	1,76	1,45
Facteur de puissance	°/°	s. mon.	0,20	0,82
		m. r.	0,50	0,794
Rendement	°/°	s. cont.	0,686	0,57
		s. mon.	0,34	0,62
		m. r.	0,482	0,45
Puissance	chevaux	s. cont.	7,25	5,0
		s. mon.	4,42	6,35
		m. r.	2,64	4,0
Vitesse de rotation	tours minute	s. cont.	1 300	2 200
		s. mon.	700	1 660
		m. r.	1 130	1 950

Dans le moteur à répulsion, avec un décalage nul des balais, la vitesse est nulle et le sens de rotation change quand l'angle de calage des balais change de signe : pour le moteur série monophasé, la vitesse de rotation est faible dans le cas analogue et tombe rapidement à zéro quand l'angle de calage des balais change de signe, à cause de l'action magnétisante des contre-tours. Dans tous les moteurs alimentés sous une différence de potentiel constante, une augmentation du décalage des balais produit jusqu'à un certain maximum une augmentation de courant pour la même vitesse et la même charge. Dans le moteur à répulsion, le couple maximum par kilovolt-ampère est obtenu pour un décalage de balais de 70° (à 100 volts) ; le rendement et le facteur de puissance sont élevés pour ce décalage. Le tableau III indique les résultats obtenus, à ce point de vue, sur le moteur à répulsion.

TABLEAU III

Moteur à répulsion — 100 volts — 50 périodes — synchronisme.

Angle de calage des balais	40	45°	50°	55°	60°	65°	70°
Ampères	73	76,4	80,8	88	96	105	114
Cos φ	0,535	0,60	0,67	0,73	0,78	0,812	0,83 max.
Rendement	0,40	0,455	0,505	0,555	0,586	0,60	0,60 max.
Couple. kgm.	1	1,4	1,8	2,3	2,8	3,35	4,05
Couple. par KVA	0,000145	0,00018	0,00022	0,00026	7,000295	0,00032	0,00033 max.

Une diminution de la fréquence du courant d'alimentation produit une diminution des pertes dans le fer. Le tableau IV résume les résultats obtenus dans des expériences comparatives où l'on faisait varier la fréquence.

Ces résultats confirment les faits connus que le moteur série monophasé doit être construit pour une fréquence aussi faible que possible, tandis qu'il existe pour le moteur à répulsion une certaine limite. Au point de vue de l'obtention d'un couple élevé et d'un bon rendement, il est bon d'avoir une fréquence un peu élevée.

L'étude expérimentale de la commutation a été faite au moyen d'un oscillographe de Siemens et Halske qui permettait d'enregistrer la courbe de courant dans une bobine du rotor. Dans ce but, on avait coupé l'enroulement de cette bobine et on l'avait relié à deux bagues court-circuitées par une résistance non inductive aux extrémités

TABLEAU IV

Moteur série monophasé et moteur à répulsion — 80 ampères et 60 volts — Balais calés à 60°.

			Fréquence 0	25	50
Couple	kgm.	s. mon.	1,85	1,77	1,70
		m. r.	»	0,60	1,40
Facteur de puissance	°/°	s. mon.	1,0	0,98	0,925
		m. r.	»	0,88	0,84
Rendement	°/°	s. mon.	0,57	0,55	0,52
		m. r.	»	0,31	0,47
Puissance	chevaux	s. mon.	4,45	4,15	3,65
		m. r.	»	1,9	3,0
Vitesse de rotation	par minute	s. mon.	1 750	1 720	1 520
		m. r.	»	1 880	1 500

de laquelle était branché l'oscillographe. Les courbes obtenues sont reproduites dans les figures 3 à 7 relatives au moteur à répulsion (3), au moteur série continu (4), au moteur série monophasé (5) et au moteur à répulsion fonctionnant

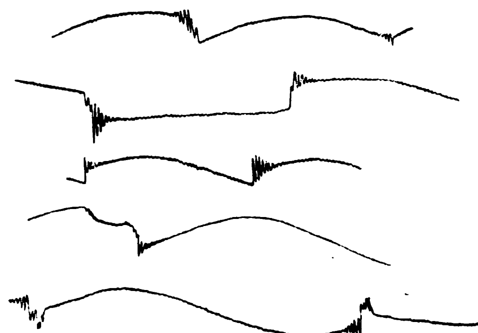


Fig. 3, 4, 5, 6 et 7.

comme générateur (7). Les dents existant dans toutes ces courbes sont dues aux oscillations propres de l'oscillographe, produites par des causes électriques telles que les variations brusques de courant ou les étincelles de rupture (mauvais contact). On voit, d'après la courbe de la figure 7, que la commutation du moteur à répulsion fonctionnant en générateur était très mauvaise, et cela explique la forte production d'étincelles observée au collecteur.

B. L.

TRACTION

Sur la traction électrique et à vapeur. — **Street.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 15 avril 1906.

L'auteur énumère d'abord les avantages que présente l'emploi de la traction électrique, avantages dont l'un des principaux réside dans la possibilité d'adopter le système de traction par unités multiples, assurant le maximun d'utilisation du poids adhérent. L'entretien et les réparations des locomotives à vapeur exigent aux extrémités des lignes des dépôts importants et entraînent à des dépenses élevées. A côté s'ajoutent les dépenses pour la manutention et le chargement du charbon sur les machines et pour l'enlèvement des cendres, ainsi que pour l'alimentation en eau. Quand on emploie des automotrices électriques, au contraire, les frais d'entretien des voitures dans les dépôts sont abaissés de 60 °/₀ environ, et les frais d'installation des dépôts de voitures sont infiniment moins élevés que ceux des dépôts des locomotives.

Les frais d'entretien et de renouvellement, calculés sur 13 installations à vapeur, s'élèvent à 3 900 francs pour les voitures de remorque et à 12 000 francs pour les locomotives à vapeur. En comparaison de ces chiffres, l'auteur indique ceux relatifs à deux métropolitains électriques dans lesquels chaque voiture parcourt journellement 350 kilomètres et est revue et inspectée tous les 80 000 kilomètres aux ateliers. Les frais d'entretien et de visite s'élèvent à 85 centimes par jour.

D'après les résultats de 22 installations américaines de traction électrique, l'auteur évalue les frais d'exploitation à 19 centimes par voiture-kilomètre, les frais de courant à 7,5 centimes par voiture-kilomètre, et les frais d'entretien des équipements moteurs ainsi que de l'usine génératrice à 5 centimes par voiture-kilomètre : l'entretien de l'équipement des voitures, y compris les appareils d'éclairage et de chauffage électrique s'élève à 2 centimes environ. Les dépenses totales s'élevant à 45 centimes par voiture-kilomètre, on voit que l'entretien de l'équipement électrique est inférieur à 4,5 °/₀ des dépenses totales.

A l'avantage de la traction électrique, il faut encore citer le fait que les locomotives à vapeur doivent être soumises tous les 12 mois à une vérification qui dure une quarantaine de jours, de sorte qu'une locomotive n'est en service que pendant les 9/10 de son existence environ ; au contraire, avec la traction électrique, il n'y a que 2,5 à 3 °/₀ des trucks qui soient immobilisés en même temps, et environ 5 à 6 °/₀ des caisses qui sont immobilisées pour être repeintes ou améliorées : en Amérique, on a généralement 2 à 3 °/₀ de caisses de plus que de trucks : l'enlèvement d'une caisse et son remplacement par une autre caisse sur le même truck durent environ 3/4 d'heure.

En ce qui concerne la ligne de travail, les frais d'entretien, calculés comme moyenne de 18 installations en fonctionnement, s'élèvent à 300 francs par kilomètre environ. Les résultats comparatifs de 18 installations à vapeur et 22 installations électriques sont résumés dans le tableau qui suit, dont les chiffres sont exprimés en °/₀ des frais d'exploitation totaux.

a) *Installations électriques* (tramways).

1° Entretien de la voie (infra et superstructure), bâtiments, etc.. . . . . 7,457 %;

Dans ce chiffre sont compris les frais d'entretien de l'équipement électrique pour 2,093 %;

2° Entretien des parties motrices et électriques de la centrale, des caisses de voitures et trucks, des équipements électriques des voitures, etc., 11,704 %;

3° Salaire du personnel de la centrale, combustible, eau, graissage, etc. . . 17,314 %;

4° Service d'exploitation, y inclus les frais du personnel total et les dépenses de nettoyage ou de déblaiement (neige). . . . . 45,879 %;

5° Frais généraux. . . . . . 17,298 %.

Le chiffre d'exploitation, c'est-à-dire le rapport des dépenses aux recettes, atteint en moyenne 65,72 %, oscillant entre 53 et 86 %.

b) *Installations à vapeur.*

1° Entretien de la voie, traverses, etc., et ligne télégraphique. . . . . 20,539 %;

2° Entretien et renouvellement des locomotives, voitures, ateliers. . . . . 17,355 %.

Dans ce chiffre sont compris les frais d'entretien et renouvellement des locomotives pour 7,094 %, ainsi que les frais d'entretien et renouvellement des voitures pour 2,291 %;

3° Personnel des machines et locomotives, combustible, huile, eau, détériorations, service télégraphique et téléphonique, dispositifs de chargements et ascenseurs. . . . 57,791 %.

Le combustible des locomotives est compris dans ce chiffre pour 11,457 %.

4° Frais généraux. . . . . . 4,308 %.

Le chiffre d'exploitation atteint en moyenne 75,5 %, oscillant entre 59,5 et 101,3 %.

Il y a lieu de remarquer que, au chemin de fer aérien de Manhattan, le nombre des interruptions ou retards dus à des détériorations du matériel s'est abaissé, depuis l'adoption de la traction électrique, à 1/3 de ce qu'il était avec la traction à vapeur : le trafic est devenu de 20 % plus dense. L'économie du charbon réalisée par l'emploi de la traction électrique est très importante. Au chemin de fer de Manhattan, on consomme $1^{kgr},6$ de charbon par kilowatt-heure livré aux barres omnibus. Si l'on tient compte de toutes les pertes en ligne, cela représente 2 kilogrammes par kilowatt-heure à la motrice, ou $1^{kgr},4$ par cheval-heure. L'éclairage électrique des trains coûte seulement, dans cette même installation, 12 % de ce que coûtait précédemment l'éclairage de différents genres.

O. A.

Nouveau système de traction électrique à basse fréquence. — **Stanley.** — *Electrical World*, 5 mai 1906.

L'auteur propose l'adoption d'un nouveau système de traction électrique par courant monophasé à basse fréquence, comprise entre 3 et 15 périodes par minute. Il est évident qu'un moteur série à inducteurs feuilletés doit fonctionner tout aussi bien sur du courant monophasé à 5 périodes, par exemple, que sur du courant continu. Le problème à résoudre consiste dans l'établissement d'un générateur pratique et économique à basse fréquence. Celui-ci est une machine à collecteur, absolument semblable à une dynamo à courant continu à excitation séparée, mais avec des inducteurs feuilletés. Le courant d'excitation est produit par une petite excitatrice spéciale à collecteur qui engendre du courant alternatif à basse fréquence. Avec ce dispositif, la fréquence du courant produit par la machine principale est absolument indépendante de sa vitesse de rotation, et l'on peut donner à celle-ci la valeur la plus avantageuse.

R. R.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Rapport entre la distance explosive et la tension pour les oscillations de grande fréquence. — **J. Algermissen.** — *Drudes Annalen*, mai 1906.

Pour déterminer l'amplitude d'oscillations électromagnétiques, le tube de Braun est d'un emploi commode, mais cet appareil ne peut plus être utilisé pour des fréquences supérieures à 10^6. Or, on n'a pas le droit, comme l'a signalé Bjerkness, d'appliquer aux oscillations électriques de grande fréquence les résultats trouvés dans des mesures statiques. L'auteur a donc été conduit à étudier les potentiels explosifs pour des oscillations de fréquence comprise entre 10^6 et 10^8 par seconde.

Soit un circuit oscillant composé (fig. 1) des condensateurs $A_1A_2B_1B_2$ en série, d'une self-induction p_1 et d'un éclateur F_1 dont les électrodes sont reliées à une machine à influence ou à une

bobine d'induction. Quand les condensateurs sont suffisamment chargés, une étincelle passe en F_1, et les oscillations produites dans le circuit oscillant présentent la période propre et l'amortissement de celui-ci. Il se produit entre

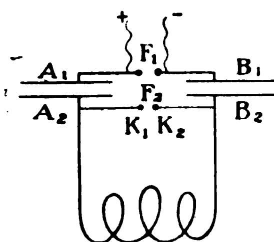


Fig. 1.

les points K_1 et K_2 une tension oscillante de même fréquence dont on peut déterminer la valeur maxima par le calcul d'une part, et par l'expérience d'autre part. La distance explosive F_2 entre les électrodes K_1 et K_2 est la grandeur cherchée, les conducteurs qui relient ces électrodes au circuit oscillant étant très courts.

Soit V_0 la tension initiale entre les armatures A_1 et B_1, i le courant dans le circuit oscillant : on a, pour une répartition de courant quasi-stationnaire :

$$i = c\nu V_0 \left(1 + \frac{\delta_2}{\nu_2}\right) e^{-\delta t} \sin \nu t, \qquad (1)$$

en appelant c la capacité agissante des deux condensateurs. La différence de potentiel P entre C et D est, à très peu de chose près, identique à la f. é. m. produite par le courant i le long du circuit CDEC [1], et l'on a

$$P = -q \frac{\partial i}{\partial t}, \qquad (2)$$

en appelant q un facteur de proportionnalité dépendant des dimensions de tout le circuit oscillant.

Des équations (1) et (2), on tire

$$P = -qc\nu V_0 \left(1 + \frac{\delta_2}{\nu_2}\right)(\nu \cos \nu t - \delta \sin \nu t) e^{-\delta t}. \quad (3)$$

La valeur maxima P_0 que prend P au temps $t = 0$, est : $P_0 = qc\nu^2 V_0 \left[1 + \left(\frac{\delta}{\nu}\right)^2\right]$. $\qquad (3_a)$

En remplaçant ν^2 par l'expression $(1/pc) - \delta^2$,

[1] En supposant l'inductance du circuit DEC très grande vis-à-vis de la résistance, ce qui est vrai pour des fréquences de 10^6.

on obtient : $$P_0 = \frac{q}{p} V_0. \qquad (4)$$

Pour déterminer P_0, on a supposé que le maximum se produisait au temps $t = 0$: en réalité, il ne se produit pas au temps $t = 0$, mais au bout d'un temps extrêmement court, que l'on est en droit de supposer nul.

Le rapport de la distance explosive au potentiel explosif fut déterminé pour des fréquences de $n = 10^6$; $n = 5 \times 10^6$; $n = 10^7$ et $n = 10^8$. Pour déterminer la distance explosive, l'auteur a employé le montage de la figure 1 : les électrodes des éclateurs avaient les dimensions suivantes : en F_1, sphères de 1 centimètre de diamètre ; en F_2, sphères de $2^{cm},5$, 1 centimètre, $0^{cm},5$ et $0^{cm},25$. Les fils reliant l'éclateur F_1 à la machine à influence et à la bobine, étaient placés très près des électrodes et un rhéostat liquide de grande résistance était placé sur leur trajet. Quand il employait une bobine d'induction, l'auteur éclairait l'éclateur F_1 au moyen de lumière ultra-violette produite par une lampe à arc avec une lentille de quartz.

La valeur du rapport q/p était déterminée de la façon suivante. Le circuit oscillant de la figure 1, reproduit en traits gras sur la figure 2,

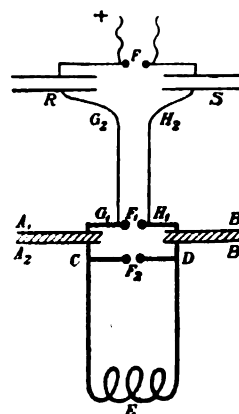


Fig. 2.

était relié par deux fils parallèles G_1G_2 et H_1H_2 aussi rapprochés que possible aux condensateurs S et R et à l'éclateur F dont les pôles étaient reliés à une bobine d'induction. Les armatures intérieure et extérieure de chaque condensateur A_1A_2 et B_1B_2 étaient reliées métalliquement ensemble en un grand nombre de points de façon à être complètement en court-circuit. Si l'on produit des oscillations dans le circuit

oscillant $FRG_1CEDH_1SF_1$, pour le même courant le flux d'induction magnétique dans le circuit $G_1CEDH_1F_1G_1$ et dans le circuit F_2CEDF_2 est sensiblement le même que pour l'oscillation propre du circuit oscillant primitif F_1CEDF_1. Il y a cependant une petite différence pour deux causes :

1° parce que, à proximité de F_1, le flux d'induction est un peu modifié par le courant dans les fils G_2G_1 et H_1H_2;

2° parce que l'action magnétique des condensateurs court-circuités n'est plus exactement la même que précédemment.

La première cause exerce certainement une très faible action quand les deux fils parallèles G_1G_2 et H_1H_2 sont très voisins l'un de l'autre.

La seconde cause est plus importante quand on emploie des bouteilles de Leyde que quand on emploie des condensateurs à plaques, mais elle peut être négligée dans les deux cas, le coefficient de self-induction du circuit CED étant assez grand pour que la portion du champ magnétique à proximité des bouteilles de Leyde soit très faible en comparaison du coefficient de self-induction total p.

En appelant Φ_1 et Φ_2 les amplitudes de tension en F_1 et F_2 pendant une oscillation du circuit FRESF, on a $\Phi_1/\Phi_2 = p/q$.

Les distances explosives F_1 et F_2 furent déterminées par la mesure de la plus grande valeur de la distance explosive pour laquelle l'étincelle jaillit encore.

Les résultats obtenus par l'auteur, traduits sous forme de courbes ayant pour abscisses les distances explosives et pour ordonnées les potentiels explosifs, conduisent aux conclusions suivantes :

1° Pour une fréquence de 10^6 par seconde, les valeurs du rapport de la distance explosive au potentiel explosif diffèrent peu de celles observées statiquement, et cela d'autant moins que le rayon des électrodes est plus grand. Pour des fréquences supérieures à 10^6, le potentiel explosif est plus élevé, et d'autant plus élevé que la fréquence est plus grande ;

2° Pour des fréquences sensiblement supérieures à 10^6, la courbe représentant le potentiel explosif en fonction de la distance explosive est sensiblement une droite (sauf pour les très petites distances explosives) dont le prolongement ne passe pas par l'origine. La relation entre le potentiel explosif et la distance explosive peut être exprimée par une équation de la forme : $P = a + bF$, a et b étant des constantes qui dépendent de la fréquence et du rayon des électrodes ;

3° Alors que, pour les charges statiques, les courbes correspondant aux différents rayons des électrodes diffèrent beaucoup les unes des autres, la différence est plus faible avec les oscillations rapides. R. V.

***Expériences sur le rôle des arbres en télégraphie sans fil.* — A.-G. Mac Adie.** — *Electrical World*, 28 avril 1906.

On a remarqué très souvent que les communications étaient beaucoup plus faciles sur la mer que sur la terre et que, quand un rideau d'arbres se trouvait à proximité du poste, les communications étaient beaucoup plus difficiles. On a remarqué également que les communications sont meilleures la nuit que le jour : ce fait a été attribué à la décharge que produit l'action du soleil sur les fils verticaux et a été vérifié par de nombreuses expériences. Dans ses études sur l'absorption des ondes électromagnétiques par les végétaux et, en particulier les troncs d'arbres, le major Squier[1] a trouvé qu'il existe une différence notable entre les différentes essences d'arbres et que la résistance de ceux-ci varie à certaines heures de la journée, auxquelles l'influence du soleil se fait sentir.

Il est intéressant d'étudier la façon dont se comportent les troncs d'arbres lors des orages. Les effets dépendent énormément du système de racines de l'arbre et de la vitalité du tronc. Le feuillage de l'arbre représente une importante capacité reliée à la terre par une résistance verticale, le tronc. Pour les oscillations de grande fréquence, la conductibilité de ce tronc dépend de sa surface. L'auteur a fait un certain nombre d'études et publié des photographies montrant l'effet de coups de foudre sur les troncs.

Un certain nombre d'expériences ont été faites par M. W. Thomas au Weather Bureau du mont Tamalpais pour déterminer le rôle des arbres en télégraphie sans fil. L'appareil transmetteur employé consistait en une antenne de 6 mètres de hauteur formée de 7 fils, excitée par une bobine d'induction ordinaire.

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIII, 8 avril 1905, page 9.

Le circuit récepteur fut relié à une antenne de 7 fils semblable à celle du transmetteur : il n'y avait pas de prise de terre (fig. 1). Les signaux reçus au téléphone étaient à peine perceptibles. Le récepteur fut branché en dérivation

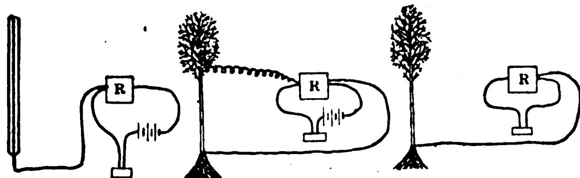


Fig. 1, 2 et 3.

sur un tronc d'arbre, comme l'indique la figure 2 : ce tronc avait environ $4^m,50$ de hauteur et était à 60 mètres du poste transmetteur. Les signaux étaient reçus très nettement. Le récepteur fut ensuite relié uniquement aux racines (fig. 3) pour étudier les effets électromagnétiques à travers la terre ; les signaux furent perçus, mais moins distinctement.

Le récepteur isolé, n'ayant ni prise de terre ni fil aérien fut employé comme l'indique la figure 4 : les signaux furent perçus. On lui adjoignit deux

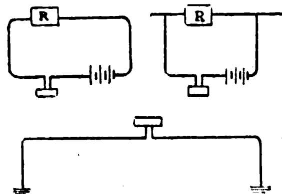


Fig. 4, 5 et 6.

fils horizontaux de 8 mètres (fig. 5): les signaux furent reçus distinctement à 200 mètres. Ces deux fils furent reliés à la terre (fig. 6) et connectés au téléphone seul sans batterie. L'antenne transmettrice était enlevée, mais la bobine avait toujours un pôle à la terre. Les signaux furent perçus distinctement. On voit que les effets électromagnétiques peuvent ainsi être décelés sans aucune racine ni tronc, à moins qu'on ne suppose que les systèmes de troncs et de racines avoisinants agissent comme antennes.

Le récepteur fut disposé comme l'indique la figure 7 à 200 mètres du poste transmetteur et l'intensité des signaux fut notée avec soin. Le fil vertical fut coupé en X et on intercala un arbuste plein de sève (fig. 8) de 3 mètres de longueur environ, que l'on venait de couper : cet arbuste formait ainsi une partie de l'antenne. Aucun signal, même faible, ne peut être reçu dans quelques conditions que ce fût. L'arbuste n'était pas conducteur pour les oscillations et l'effet étant le même que si l'on avait intercalé une forte impédance.

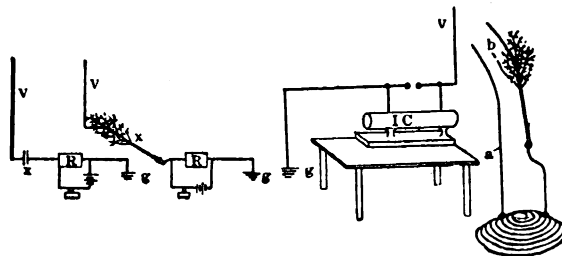


Fig. 7, 8 et 9.

Le transmetteur fut placé à proximité d'une large bobine de câble couvert de plomb : l'étincelle avait environ 3 millimètres. Deux fils, *a* et *b* (fig. 9) furent fixés à l'enveloppe du câble et placés à proximité de l'antenne transmettrice. L'un d'eux, *b* était interrompu et contenait dans son circuit un arbuste. Quand on touchait avec le fil *a* l'antenne transmettrice, l'étincelle cessait de jaillir à l'éclateur ; quand on la touchait avec le fil *b*, l'étincelle ne subissait aucune influence perceptible.

L'antenne réceptrice fut établie auprès d'une voie ferrée à 100 mètres du poste transmetteur. Une capacité était employée comme terre pour le récepteur. Un fil isolé O était connecté à l'un des rails de la voie et son extrémité libre fut placée à proximité du récepteur. Un fil isolé M était fixé, trois mètres au-dessus du sol, à un jeune tronc d'arbre de 10 mètres de hauteur, et l'extrémité libre du fil fut placée à proximité du récepteur. Les signaux étaient clairs et distincts quand les fils O et M n'étaient reliés ni l'un ni l'autre au récepteur. Quand on touchait la base de l'antenne avec le fil O, la réception des signaux cessait aussitôt. En touchant la base de l'antenne avec le fil M, les signaux étaient reçus distinctement. Le fil O conduit donc les oscillations de l'antenne à la terre en mettant hors circuit le récepteur, tandis que le tronc d'arbre ne les conduit pas. En modifiant la position des points de contact du fil M avec le tronc, on ne modifiait pas les résultats.

Le circuit-récepteur ayant été relié à un fil vertical V, les signaux étaient parfaitement nets. Si l'on coupait ce fil pour y intercaler en XY la portion d'un tronc d'arbre à un mètre du sol, aucun signal ne pouvait être perçu, quelque proches

que fussent les points X et Y. Les signaux ne reparaissaient que quand ces deux points coïncidaient, c'est-à-dire quand la continuité métallique était assurée.

Les deux fils d'un téléphone A et B furent reliés, l'un près de l'autre, à la base d'un tronc. Aucun signal ne fut reçu. Quand on déplaçait peu à peu le fil B, les signaux étaient reçus et devenaient de plus en plus nets. Quand les fils étaient reliés à l'arbre, l'un à la base, l'autre aux premières branches, et que l'antenne transmettrice était déconnectée, les signaux étaient perçus comme auparavant. Quand l'antenne transmettrice était reconnectée comme auparavant, et le fil de terre du transmetteur débranché, aucun signal n'était perçu. La distance était de 15 mètres environ. R. V.

ÉCLAIRAGE

Détermination de l'intensité hémisphérique de sources lumineuses non ponctiformes. — **Heimann.** — *Elektrotechnische Zeitschrift,* 19 avril 1906.

L'auteur s'est proposé de montrer que, quand la répartition de la lumière est connue, l'intensité hémisphérique peut être calculée d'après la forme de la source lumineuse, tandis que quand la répartition lumineuse est inconnue, cette détermination peut être effectuée par la mesure des intensités sphériques des différentes zones de la source lumineuse.

I. — Une source lumineuse non ponctiforme consiste en une surface lumineuse dont les différents éléments émettent en général des intensités lumineuses différentes. On considérera d'abord un élément dè surface d'intensité lumineuse J et on calculera l'intensité hémisphérique et sphérique pour celui-ci. Le corps photométrique d'un élément de surface produisant sur un côté l'intensité lumineuse J est une sphère, dont le plus grand diamètre coïncide avec la normale FN (fig. 1) à l'élément de surface df. La figure 1 représente une projection dans le plan vertical perpendiculaire à l'élément df. Le plan horizontal HF partage l'espace en deux portions I et II qui contiennent toute la lumière dirigée vers le bas ou vers le haut. L'intensité lumineuse de df dans la direction CF est égale à $Idf \cos \gamma$ (fig. 2). La quantité de lumière qui traverse l'élément de surface do perpendiculaire sur CF au point P de la sphère photométrique est

$$dL = \frac{J \cdot df \cdot \cos\gamma \cdot do}{\cos^2 \gamma}.$$

mais (fig. 2), on a la relation $do = ds \cos\gamma$, d'où l'on obtient, pour la quantité de lumière émise dans la direction CF : $dL = J \cdot df \cdot ds$.

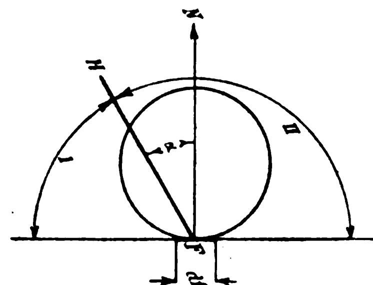


Fig. 1.

Cette quantité de lumière est mesurée directement par l'élément de surface ds du photomètre sphérique. La quantité de lumière totale comprise dans l'espace I est proportionnelle à la

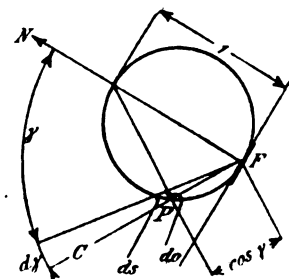


Fig. 2.

surface de la calotte I, et celle comprise dans l'espace II est proportionnelle à la calotte II (fig. 1).

D'après la figure 3, la surface de I est

$$O_1 = 2r\pi h = \frac{\pi}{2}(1 - \sin\alpha),$$

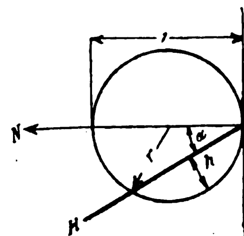


Fig. 3.

en appelant α l'angle du plan horizontal avec la

normale à l'élément de surface df. La quantité de lumière dirigée vers le bas est

$$L_u = J df \frac{\pi}{2} (1 - \sin \alpha).$$

La quantité totale de lumière mesurée par la surface de la sphère est $L = J\pi df$, et l'on a :

$$\frac{L_u}{L} = \frac{J df \frac{\pi}{2} (1 - \sin \alpha)}{J df \pi} = \frac{1}{2} (1 - \sin \alpha).$$

L'intensité sphérique est $J_s = L/4\pi$; l'intensité hémisphérique est : $J_h = L_u/2\pi$: on a donc

$$\frac{J_h}{J_s} = \frac{2L_u}{L} = 1 - \sin \alpha.$$

Cas limites. — L'élément de surface est :

a) vertical ; $\alpha = 0°$ ou $180°$: on a $J_h/J_s = 1$; il y a autant de lumière vers le haut et vers le bas ;

b) horizontal avec la surface lumineuse vers le haut ; $\alpha = 90°$; $J_h/J_s = 0$: il n'y a donc pas de lumière vers le bas ;

c) horizontal avec la surface lumineuse vers le bas ; $\alpha = 270°$: $J_h/J_s = 2$, c'est-à-dire que toute la lumière tombe vers le bas.

II. — Soit une surface fermée lumineuse de forme quelconque, dont tous les éléments superficiels possèdent une intensité lumineuse invariable J (fig. 4). L'intensité hémisphérique d'un

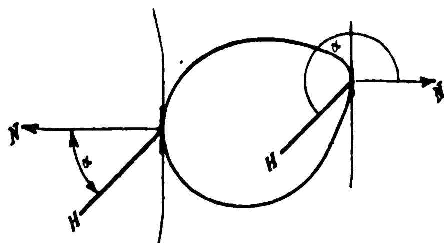


Fig. 4.

élément de surface était d'après les calculs faits plus haut : $J_h = \frac{L_u}{2\pi} = \frac{1}{4} J df (1 - \sin \alpha)$.

L'intensité sphérique est donnée par l'expression

$$J_s = \frac{L}{4\pi} = \frac{J df \pi}{4\pi} = \frac{1}{4} J df.$$

L'intensité hémisphérique de la surface totale est alors : $J_h = \int \frac{1}{4} J df (1 - \sin \alpha)$,

étendue sur la surface fermée : J étant supposé invariable, on a :

$$J_h = \frac{J}{4} \int df (1 - \sin \alpha) = \frac{J}{4} F - \frac{J}{4} \int df \sin \alpha,$$

F représentant la contenance de la surface. L'intégrale de $df \sin \alpha$ étendue à la surface fermée est nulle, car les valeurs sont deux à deux égales en valeur absolue et de signe contraire. $J_h = JF/4$ et, comme on a :

$$J_s = \frac{1}{4} \int J df = \frac{JF}{4},$$

on a $J_h/J_s = 1$, c'est-à-dire que l'intensité hémisphérique d'une surface fermée quelconque, dont les éléments possèdent des intensités lumineuses invariables, est égale à l'intensité sphérique: la quantité de lumière dirigée vers le bas est égale à la quantité dirigée vers le haut. La position de la surface par rapport au plan horizontal est indifférente.

III. — Soit une surface non fermée uniformément lumineuse, et fermée par des portions de surfaces planes (fig. 5 et 6), représentant des

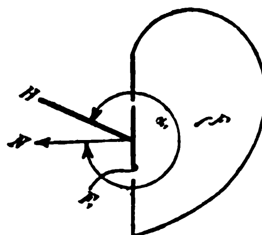


Fig. 5.

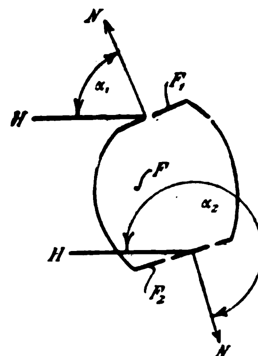


Fig. 6.

projections dans le plan vertical. Soit F la contenance de la surface considérée, et $F_1 F_2 \ldots$ les contenances des portions de surfaces planes qui la ferment, $\alpha_1 \alpha_2 \ldots$, les angles des normales à ces portions de surfaces avec le plan horizontal. Si toute la surface fermée (fig. 5 et 6) était uniformément lumineuse, l'intensité hémisphérique serait d'après ce qui précède :

$$J'_h = \frac{J}{4} (F + F_1 + F_2).$$

En outre, l'intensité hémisphérique d'une porportion de surface plane F_i, dont la normale fait avec le plan horizontal l'angle α_i, est donnée par l'expression $\frac{J}{4} F_i (1 - \sin \alpha_i)$.

Les portions de surface F_i qui forment la surface ouverte n'étant pas lumineuses, il faut retrancher leur part de l'intensité hémisphérique,

pour obtenir l'intensité hémisphérique réelle de la surface ouverte : on a donc :

$$J_h = \frac{J}{4}(F + F_1 + F_2 - \cdots) - \frac{J}{4}[F_1(1 - \sin\alpha_1) + F_2(1 - \sin\alpha_2)\cdots]$$

$$J_h = \frac{J}{4}(F + F_1 \sin\alpha_1 + F_2 \sin\alpha_2).$$

L'intensité sphérique était $J_s = \frac{J}{4}\int df$, étendue sur la surface lumineuse.

On a donc : $J_s = JF/4$.

$$\frac{J_h}{J_s} = 1 + \frac{F_1}{F}\sin\alpha_1 + \frac{F_2}{F}\sin\alpha_2 + \cdots$$

Il est évident que, si $\alpha_1\ \alpha_2$... sont les angles des normales des portions de surface avec un plan fixe quelconque, la formule qui précède donne le rapport de la quantité de lumière située au-dessous de ce plan à la quantité totale.

La dernière formule permet de résoudre un certain nombre de problèmes relatifs à l'influence de la position et de la forme des sources lumineuses non ponctiformes sur l'intensité hémisphérique. Si, par exemple, on fait tourner les surfaces des figures 5 et 6 d'un angle β par rapport au plan horizontal, on a :

$$\frac{J_h}{J_s} = 1 + \frac{F_1}{F}\sin(\alpha_1 + \beta) + \frac{F_2}{F}\sin(\alpha_2 + \beta) + \cdots$$

Cette expression atteint un maximum ou un minimum quand on a

$$\frac{d}{d\beta}\left(\frac{J_h}{J_s}\right) = 0,$$

d'où résulte pour β l'équation :

$$\frac{F_1}{F}\cos(\alpha_1 + \beta) + \frac{F_2}{F}\cos(\alpha_2 + \beta) + \cdots = 0.$$

Si l'on se représente un surface fermée par une seule portion de surface plane F_1, cette équation se transforme en la suivante :

$$\frac{F_1}{F}\cos(\alpha_1 + \beta) = 0,$$

c'est-à-dire que $\alpha_1 + \beta = 90°$ ou $270°$. A l'angle $\alpha_1 + \beta = 90°$ correspond le maximum de l'intensité hémisphérique ; à l'angle $\alpha_1 + \beta = 270°$ correspond le minimum.

De plus, on voit qu'une modification quelconque de la surface lumineuse, pour une contenance invariable F de la surface et une position ainsi qu'une grandeur invariables des portions de surface $F_1\ F_2$..., reste sans effet sur l'intensité hémisphérique.

Exemples pratiques. — Comme exemples pratiques, on examinera successivement les cas de la lampe à incandescence, du manchon Auer ordinaire, du manchon renversé, et de la lampe à arc intensive à charbons inclinés.

a) Lampe à incandescence. — F représente la contenance de l'enveloppe cylindrique, F_1 et F_2 la contenance des surfaces extrêmes.

F_1 et F_2 ayant de très faibles valeurs, on a $J_h/J_s = 1$. — On peut comparer avec ce résultat celui obtenu par le Dr Bloch [1] dans des mesures effectuées avec une lampe à incandescence.

$J_h/J_s = 21{,}5/21{,}1 = 1{,}02$, résultat qui ne diffère que de 2 % du résultat théorique.

b) Manchon incandescent ordinaire. — D'après la figure 7, on a :

$$\frac{J_h}{J_s} = 1 + \frac{F_1}{F}\sin 90° + \frac{F_2}{F}\sin 270° = 1 + \frac{F_1 - F_2}{F}.$$

F_2 étant généralement supérieur à F_1, on a $J_h/J_s < 1$: d'ailleurs F_1 et F_2 sont petits vis-à-vis de F, de sorte que l'on a approximativement $J_h/J_s = 2$.

c) Manchon renversé. — On a, d'après la figure 8 :

$$\frac{J_h}{J_s} = 1 + \frac{F_1}{F}\sin 90° = 1 + \frac{F_1}{F} > 1.$$

Un tel manchon se comporte, au point de vue

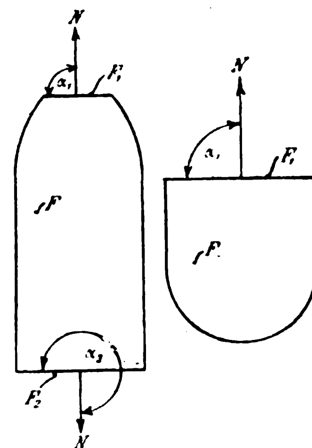


Fig. 7 et 8.

de l'intensité hémisphérique, d'une façon bien meilleure que le manchon ordinaire.

[1] *Éclairage Électrique*, tome XLV, 16 décembre 1905, page 436.

En admettant qu'il ait une forme hémisphérique on a : $F_1 = r^2\pi$; $F = 2r^2\pi$,
d'où l'on tire $J_h/J_s = 1,5$.

d) Lampe à arc intensive à charbons inclinés. — La plus grande partie de la lumière provient des surfaces des cratères dirigés vers le bas et symétriquement placées par rapport à la verticale (fig. 9). On a approximativement $F = F_1$. En

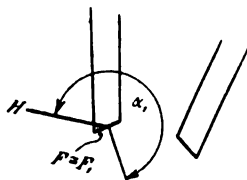


Fig. 9.

admettant un angle $\alpha_1 = 60°$ par exemple, on a :

$$\frac{J_h}{J_s} = 1 + \frac{F_1}{F}\sin\alpha_1 = 1 + \sin 60° = 1,866.$$

Dans son étude, le Dr Bloch a trouvé $J_h/J_s = 4530/2350 = 1,93$. Cela correspondrait à un angle $\alpha_1 = 69°$. Une variation de l'angle α comprise entre 70° et 90° exerce peu d'effet sur la répartition de la lumière.

IV. — On supposera finalement que la répartition de la lumière est variable pour les différents éléments de surface. On avait précédemment :

$$J_h = \frac{1}{4}\int J df(1 - \sin\alpha); \quad J_s = \frac{1}{4}\int J df$$

$$\frac{J_h}{J_s} = 1 - \frac{\int J df \sin\alpha}{\int J df}.$$

Pour une répartition lumineuse et une surface donnée, on peut calculer J_h/J_s par une détermination exacte ou approximative des intégrales. Une méthode pratique consiste à opérer de la façon suivante. On divise le corps lumineux, par des plans horizontaux, en une série de zones I, II, III dont les contenances sont F_1 F_2... Soient F_{12} F_{23}... les contenances des zones superficielles comprises entre les plans d'intersection. Soient J_1 J_2... les intensités lumineuses moyennes des éléments d'une zône, l'intensité hémisphérique de la zone I est :

$$J_{h1} = \frac{J_1}{4}(F_{12} + F_1 \sin\alpha_1 + F_2 \sin\alpha_2)$$
$$= \frac{J_1}{4}(F_{12} + F_1 - F_2).$$

Celle de la zone II est de même donnée par l'équation :

$$J_{h2} = \frac{J_2}{4}(F_{23} + F_2 - F_3), \text{ etc.}$$

L'intensité hémisphérique totale est donnée par la somme de ces expressions

$$J_h = \frac{J_1}{4}(F_{12} + F_1 - F_2) + \frac{J_2}{4}(F_{23} + F_2 - F_3)\cdots$$

De même l'intensité sphérique de la zone I est

$$J_{s1} = \frac{J_1}{4}F_{12}.$$

Celle de la zone II est donnée par l'expression

$$J_{s2} = \frac{J_2}{4}F_{23}, \text{ etc.}$$

L'intensité sphérique totale est alors

$$J_s = \frac{J_1}{4}F_{12} + \frac{J_2}{4}F_{23} + \cdots$$

On a donc :

$$\frac{J_h}{J_s} = 1 + \frac{(J_1F_1 + J_2F_2 + \cdots) - (J_1F_2 + J_2F_3 + \cdots)}{J_1F_{12} + J_2F_{23} + \cdots}.$$

Quand la répartition lumineuse n'est pas complètement irrégulière, mais varie d'une façon uniforme, comme cela a lieu dans la plupart des cas pratiques, il suffit d'opérer la division en trois ou quatre zones pour déterminer l'intensité hémisphérique avec une exactitude suffisante.

V. — Cette méthode permet la mesure de l'intensité hémisphérique d'une surface quelconque lumineuse par la mesure de l'intensité sphérique des zones individuelles. Si l'on introduit, à la place des valeurs précédentes J_1 J_2... les valeurs correspondantes J_{s1} J_{s2}..., on trouve l'équation :

$$\frac{J_h}{J_s} = 1 + \frac{\left(J_{s1}\frac{F_1}{F_{12}} + J_{s2}\frac{F_2}{F_{23}} + \cdots\right) - \left(J_{s1}\frac{F_2}{F_{12}} + J_{s2}\frac{F_3}{F_{23}} + \cdots\right)}{J_{s1} + J_{s2} + \cdots}.$$

Cette méthode est simple, pour des surfaces données. Par exemple, soit une lampe à arc à globe opale sphérique. On suppose le globe divisé en trois zones, ayant chacune pour hauteur $\frac{2}{3}r$. On a : $F_1 = 0$; $F_2 = F_3 = 8/9\, r^2\pi$
$F_{12} = F_{23} = F_{34} = 4/3 \cdot r^2 \cdot \pi$.

Les valeurs J_{s1} J_{s2} J_{s3} sont déterminées par des mesures sphériques. On a alors :

$$\frac{J_h}{J_s} = \frac{\left(J_{s1} \cdot 0 + J_{s2} \cdot \frac{2}{3} + J_{s3} \cdot \frac{2}{3}\right) - \left(J_{s1} \cdot \frac{2}{3} + J_{s2} \cdot \frac{2}{3} + J_{s3} \cdot 0\right)}{J_{s1} + J_{s2} + J_{s3}}$$

$$\frac{J_h}{J_s} = 1 + \frac{2}{3} \frac{J_{s3} - J_{s1}}{J_s},$$

J_s étant l'intensité sphérique totale égale à la somme des intensités individuelles. Si l'on divise le globe en quatre zones, on a :

$$F_1 = F_5 = 0; \quad F_2 = F_4 = 3/4\, r^2\pi$$
$$F_3 = r^2\pi$$
$$F_{12} = F_{23} = F_{34} = F_{45} = r^2\pi$$

d'où l'on tire :

$$\frac{J_h}{J_s} = 1 + \frac{1}{4} \frac{3(J_{s4} - J_{s1}) + (J_{s3} - J_{s2})}{J_{s1} + J_{s2} + J_{s3} + J_{s4}}$$

$$\frac{J_h}{J_s} = 1 + \frac{1}{4} \frac{3(J_{s4} - J_{s1}) + (J_{s3} - J_{s2})}{J_s}.$$

Il est également facile de diviser en cinq, six... zones. La mesure sphérique des différentes zones peut être effectuée facilement si l'on recouvre les autres zones de papier noir. Les mesures sphériques pouvant être faites dans le photomètre sphérique sans précautions relatives à la position de la source lumineuse et à la distance à laquelle la mesure est effectuée, cette méthode de mesure par décomposition en zones est aussi simple que la méthode indiquée par le Dr Ulbricht ([1]) pour la détermination de l'intensité hémisphérique des sources non ponctiformes.

([1]) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVI, 17 mars 1906, page 432.

Pour des sources très dissymétriques, on fait, avec la méthode précédente, trois ou quatre mesures dans des directions différentes de 180° ou de 90 degrés.

E. B.

Sur les lampes à filament métallique. — **H. Kuzel.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 10 mai 1906.

Après avoir indiqué que son procédé n'offre rien de semblable au procédé employé par la Société Auer ([1]), l'auteur donne les indications suivantes sur les résultats obtenus par la fabrique J. Kremenesky, de Vienne, sur trois lampes contenant un filament en U de 12 centimètres de longueur environ.

Lampe I, 30 volts	13,5 bougies	0,47 ampère	1,05 watt/bougie.
Au bout de 2188 heures	13,5 —	0,47 —	1,05 —
Au bout de 3103 heures	14 —	0,48 —	1,03 —

La lampe fonctionne toujours.

Lampe II, 19 volts	24,2 bougies	1,06 ampère	0,83 watt/bougie.
Au bout de 1110 heures	23,5 —	1,06 —	0,86 —
Au bout de 1686 heures	19 —	1,02 —	1,02 —

La lampe fonctionne toujours.

Lampe III, 28,5 volts	40 bougies	1,06 ampère	0,76 watt/bougie.
Après 850 heures	38 —	1,07 —	0,81 —

Le filament s'est rompu dans la boucle et s'est ressoudé de lui-même. La lampe fonctionne toujours.

E. B.

([1]) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 12 mai 1906, page 210.

CHARTRES — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT. *Le Gérant :* J.-B. NOUET.

Tome XLVII. Samedi 16 Juin 1906. 13e Année. — N° 24.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

SUR UN INDICATEUR DE SYNCHRONISME ET UN INDICATEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE

Nous nous proposons de donner quelques idées de la théorie et du fonctionnement de deux appareils de mesure, construits par les ateliers Thomson-Houston : un indicateur de synchronisme et un indicateur de facteur de puissance.

Chacun de ces appareils est constitué par un petit moteur : le stator engendre un champ alternatif uniforme, fixe en direction dans lequel se meut le rotor, formé de 2 cadres plans identiques, rectangulaires ou circulaires, invariablement liés à angle droit suivant un axe de symétrie commun aux 2 cadres, perpendiculaire à la direction du champ, et qui sert d'axe de rotation à l'ensemble du système mobile.

Le mouvement du rotor est dû aux couples électrodynamiques qu'exerce le champ du stator sur les courants qui traversent le rotor.

Nous avons pris pour point de départ les lois de Laplace sur les relations électrodynamiques et électromagnétiques entre les éléments de courant et les champs continus, et poursuivi l'objet de notre exposé indépendamment de tout autre principe.

Nous avons été ainsi conduits à diviser notre étude comme il suit :

1° Couple électrodynamique d'un champ continu, uniforme, constant en grandeur et direction, sur un cadre mobile, rectangulaire ou circulaire, parcouru par un courant continu ;

2° Équivalence électrodynamique entre un cadre et le champ magnétique qu'il crée en son centre géométrique ;

3° Couple électrodynamique d'un champ alternatif, uniforme, fixe en direction, sur un champ alternatif mobile ;

4° Problème de la synchronisation des alternateurs ;
5° Description et montage du synchroniseur ;
6° Théorie du synchroniseur : *a*) équilibre du rotor ; *b*) sens de rotation ; *c*) usage de l'appareil ;
7° Rôle du facteur de puissance ;
8° Théorie de l'indicateur de facteur de puissance.

Nous traiterons uniquement l'adaptation de ces appareils aux installations à courants triphasés.

1° Action d'un champ continu sur un cadre plan.

On peut obtenir un champ uniforme continu de direction constante :

1° A l'intérieur d'un solénoïde parcouru par un courant continu ; sa valeur est :

$$H = 4\pi n_1 I$$

(n_1 étant le nombre de tours de l'enroulement par centimètre), c'est-à-dire :

$$H = kI$$

(k étant une constante du solénoïde).

2° Dans l'entrefer d'un circuit magnétique d'excitation ordinaire de dynamo. Le champ est alors de la forme :

$$H = f(I). \qquad (1)$$

Plaçons dans un champ ainsi obtenu un cadre rectangulaire ou circulaire, parcouru par un courant continu i, mobile autour d'un axe de symétrie du cadre, perpendiculaire à la direction du champ H.

1re loi de Laplace : L'action d'un champ H sur un élément de fil ds parcouru par un courant i, a pour valeur (fig. 1) :

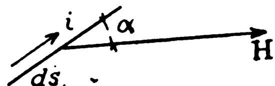


Fig. 1.

$$dF = Hi \sin \alpha \, ds$$

(α étant l'angle de l'élément avec la direction de H).

Cette force est perpendiculaire au plan déterminé par H et ds, et son sens est donné par la règle suivante dite « des 3 doigts de la main gauche » (fig. 2) : Si l'on forme avec les 3 premiers doigts de cette main un trièdre trirectangle, en plaçant l'index dans la direction du champ, le médium dans celle du courant, le pouce indique la direction et le sens de l'action du premier sur le second.

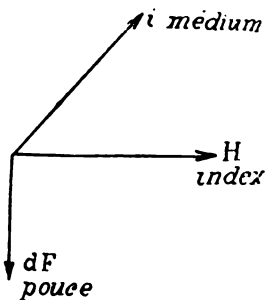


Fig. 2.

Le champ H exercera donc sur le cadre en question un couple électrodynamique que nous nous proposons de calculer.

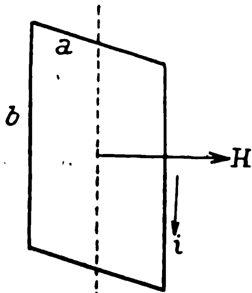


Fig. 3.

Supposons le cadre dans une position quelconque déterminée par l'angle de son plan ω avec la direction positive du champ, ω étant compté à partir de cette direction, sans distinction de sens. Supposons en outre le champ H horizontal et le cadre vertical.

1° Cadre rectangulaire (fig. 3). Considérons d'abord une seule spire. L'action sur les côtés horizontaux est sans effet puisqu'elle est dirigée parallèlement à l'axe de rotation.

Sur un côté vertical, la force est horizontale et a pour valeur :

$$F = Hib \qquad \text{car} \qquad \alpha = \frac{\pi}{2}.$$

Projetons la figure horizontalement (fig. 4).

Le couple (moment du couple) exercé sur une spire est par suite :

$$C = Fa \cos \omega = Hiba \cos \omega$$

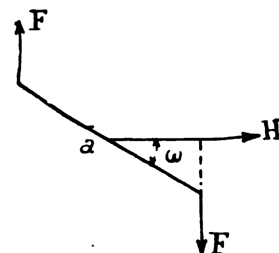


Fig. 4.

(ab est la surface s du cadre), et sur le cadre de n spires :

$$C = Hnis \cos \omega.$$

2° Cadre circulaire (fig. 5). L'action sur un élément de spire vaut :

$$dF = Hi \sin \alpha \, . \, ds$$

et est perpendiculaire à H.

Décomposons dF suivant une verticale et une horizontale passant par l'élément dans le plan perpendiculaire à H.

La composante verticale est sans effet, la composante horizontale a pour valeur :

$$dF \cos \beta.$$

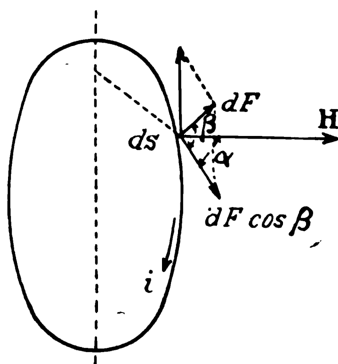


Fig. 5.

Projetons horizontalement (fig. 6).

Le couple exercé sur 2 éléments symétriques par rapport à l'axe est : $c = dF \cos \beta \, . \, d \cos \omega.$

Le couple résultant sur une spire est donc :

$$C = \cos \omega \int d \, . \, dF \cos \beta = Hi \cos \omega \int d \, . \sin \alpha \cos \beta \, . \, ds$$

et sur le cadre de n spires :

$$C = Hni \cos \omega \int d \, . \sin \alpha \cos \beta \, . \, ds.$$

En définitive, on voit que le couple exercé sur un cadre rectangulaire ou circulaire, formé de n spires, par un champ uniforme est de la forme :

$$C = kHni \cos \omega,$$

où k est une constante du cadre.

Cette valeur est fonction de l'angle ω du plan du cadre avec la direction du champ.

Sous l'action unique du couple, le cadre prendra un mouvement de rotation autour de son axe et s'arrêtera dans une position d'équilibre donnée par :

$$C = 0, \quad \text{c'est-à-dire:} \quad \cos \omega = 0,$$

ce qui a lieu pour: $\omega = \frac{\pi}{2}.$

(La valeur $\omega = \frac{3\pi}{2}$ ne convient pas ici, car le cadre occupe toutes les positions de l'espace lorsque ω varie de 0 à π.)

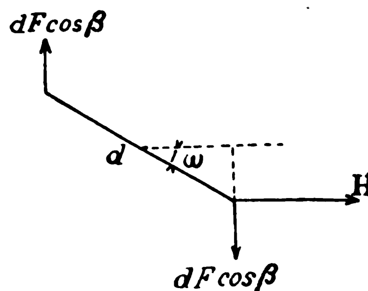


Fig. 6.

Notons que le cadre ne prendra sa position d'équilibre sans oscillations que si le système mobile est suffisamment amorti, comme nous le supposerons pour tous les systèmes mobiles que nous considérons ici.

Dans cette position d'équilibre, le cadre est perpendiculaire au champ.

Étudions, sous l'action du couple, le sens de rotation du cadre rectangulaire par exemple, H étant horizontal et le cadre vertical. Indiquons le sens de circulation du courant sur le côté supérieur horizontal AB.

Figure 7 : La règle des 3 doigts donne comme sens de rotation du cadre, celui des aiguilles d'une montre ; pour $\omega = \frac{\pi}{2}$, on obtient un équilibre stable.

Figure 8 : La rotation a lieu en sens inverse ; équilibre stable pour $\omega = \frac{\pi}{2}$.

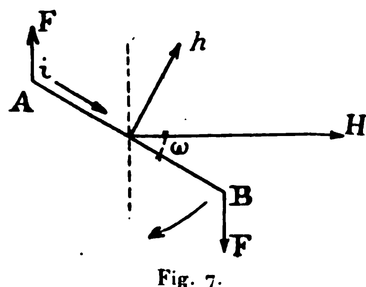


Fig. 7.

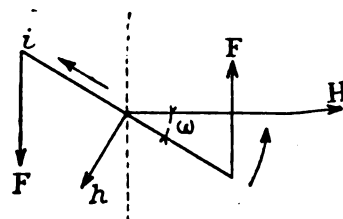


Fig. 8.

Le cadre étant dans sa position d'équilibre, si on inverse brusquement le courant i, cette position devient instable, et déplacé infiniment peu il se met en mouvement pour reprendre un équilibre stable après une rotation de π.

2° Équivalence entre un cadre et le champ qu'il crée.

Un cadre rectangulaire ou circulaire parcouru par un courant crée lui-même un champ magnétique dont la direction en son centre est perpendiculaire au cadre lui-même par raison de symétrie. Le sens positif de ce champ est donné par la gauche de l'observateur couché suivant le sens du courant, et regardant vers l'intérieur du cadre (fig. 9).

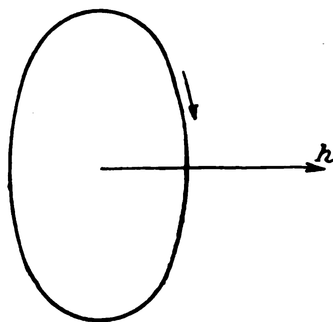


Fig. 9.

Si le cadre est vertical, le champ qu'il crée en son centre est donc horizontal.

La 2e loi de Laplace nous donne la valeur du champ créé par un élément de fil ds parcouru par un courant i, en un point quelconque M, à une distance r de l'élément (fig. 10). $dh = \frac{i}{r^2} \sin \varphi . ds$ (φ étant l'angle de la droite qui joint ds à M).

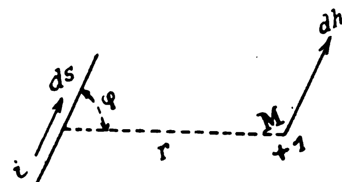


Fig. 10.

Le champ créé par un cadre de n spires est par suite :

$$h = n \int \frac{i}{r^2} \sin \varphi \, ds = ni \int \frac{\sin \varphi}{r^2} ds .$$

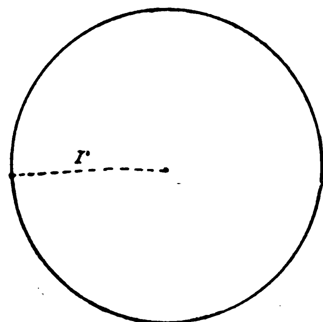


Fig. 11.

Dans le cas du cadre circulaire (fig. 11), on trouve :

$$h = \frac{ni}{r^2} \int ds = \frac{2\pi ni}{r^2} .$$

En définitive, le champ engendré par un cadre en son centre est de la forme :

$$h = k'ni ;$$

(k' étant une constante du cadre).

On voit que ce champ a une direction constamment perpendiculaire au cadre, un sens bien déterminé par celui du courant qui circule dans le cadre, une intensité directement proportionnelle à ce courant. On en conclut que ce champ est invariablement lié en direction, sens et grandeur, au cadre qui le

produit. Il s'ensuit qu'au point de vue électrodynamique, on peut remplacer un cadre parcouru par un courant, par le champ qu'il crée en son centre.

Nous pouvons dès lors étudier l'action d'un champ uniforme fixe sur un champ mobile. Voyons d'abord la direction du champ h par rapport à H. La règle précédente de l'observateur nous indique que dans la figure 7, h est dirigé vers le haut; par suite, l'angle θ entre H et h, compté de la même façon que ω, est :

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \omega.$$

Dans la figure 8, h est dirigé vers le bas et l'on a :

$$\theta = \frac{\pi}{2} + \omega.$$

La valeur du couple trouvée précédemment :

$$C = k\mathrm{H}ni \cos \omega,$$

devient alors :

$$C = \frac{k}{k'} \mathrm{H}h \sin \theta = \mathrm{KH}h \sin \theta.$$

Ce couple aura pour effet d'imprimer à h un mouvement identique à celui du cadre, et par suite, quel que soit le sens du courant dans le cadre, de l'amener en coïncidence de direction et de sens avec H, pour $\theta = 0$, correspondant à $\omega = \frac{\pi}{2}$.

Si, dans cette position d'équilibre, on inverse brusquement le courant dans le cadre, le champ h change aussitôt de sens sur la direction de H et parcourt un angle π pour revenir se mettre en coïncidence avec H.

3° Action d'un champ alternatif sur un cadre plan.

Le champ uniforme H peut être engendré par un courant alternatif; il est alors fixe en direction seulement. On peut le créer comme précédemment.

1° A l'intérieur d'un solénoïde parcouru par un courant sinusoïdal, sa valeur est : (H étant son amplitude maxima)

$$F = \mathrm{KI} \sin \Omega t = \mathrm{H} \sin \Omega t$$

2° Dans l'entrefer d'un circuit magnétique entretenu par un courant sinusoïdal, il est de la forme :

$$F = f(\mathrm{I} \sin \Omega t).$$

Dans ce cas, il est sensiblement sinusoïdal pour un circuit non saturé, puisqu'alors le champ est sensiblement proportionnel au courant d'excitation et prend la forme :

$$F = \mathrm{H} \sin \Omega t.$$

Dans les deux cas, le champ est en phase avec le courant qui l'engendre.

Si nous supposons le cadre également parcouru par un courant sinusoïdal, le champ qu'il crée en son centre est en phase avec lui et a pour valeur :

$$f = k'ni \sin \omega t = h \sin \omega t$$

(h étant son amplitude maxima).

Au temps 0, ces deux champs peuvent être déphasés d'un angle φ, de sorte que nous avons à étudier l'action du champ, de direction constante :

$$F = \mathrm{H} \sin \Omega t,$$

sur le champ mobile :

$$f = h \sin (\omega t - \varphi).$$

Nous pouvons les considérer comme ayant tous deux même pulsation en posant :

$$\omega t - \varphi = \Omega t - [(\Omega - \omega) t + \varphi] = \Omega t - \Phi,$$

où Φ varie avec le temps.

Supposons cependant Ω et ω assez voisins pour que, durant une période T du champ fixe, Φ puisse être considéré comme constant.

Le couple instantané qui s'exerce entre les deux champs a dès lors pour valeur :

$$C = KH \sin \Omega t \,.\, h \sin (\Omega t - \Phi) \sin \theta$$

(où θ est l'angle des deux champs).

Le couple moyen durant une période du champ fixe, en supposant que pendant ce temps θ ainsi que Φ restent constants, est :

$$C = \frac{KHh \sin \theta}{T} \int_0^T \sin \Omega t \sin (\Omega t - \Phi)\, dt.$$

La relation trigonométrique :

$$2 \sin \frac{p+q}{2} \sin \frac{p-q}{2} = \cos q - \cos p$$

permet d'intégrer simplement :

$$\int_0^T \frac{1}{2} [\cos \Phi - \cos (2\Omega t - \Phi)]\, dt = \frac{T}{2} \cos \Phi.$$

Par suite :

$$C = \frac{K}{2} Hh \sin \theta \cos \Phi.$$

Ce couple aura pour effet de faire tourner le champ mobile ainsi que le cadre qu'il remplace, jusqu'à ce que sa direction coïncide avec celle du champ fixe pour $\theta = 0$, en supposant $\cos \Phi$ de même signe durant la rotation.

4° Problème de la synchronisation des alternateurs.

Considérons 2 alternateurs triphasés de même nombre de pôles inducteurs $2p$, établis pour fournir du courant sous la même tension et à la même vitesse (fig. 12).

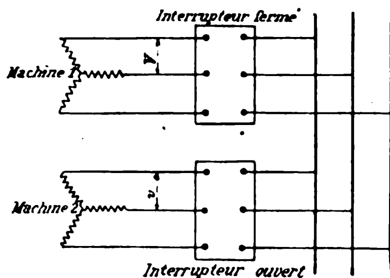


Fig. 12.

Supposons la 1re machine en charge et possédant entre phases la tension :

$$V = E \sin \Omega t.$$

La pulsation :

$$\Omega = 2\pi F = 2\pi p \frac{N}{60}$$

(où N est le nombre de tours par minute), n'est pas absolument constante et suit les variations de la vitesse N qui oscille autour de la vitesse théorique de la machine par suite des variations de charge venant de l'extérieur.

Si le 1er alternateur fonctionne à pleine charge et que la puissance demandée au réseau augmente, il est nécessaire de mettre une seconde unité en marche. C'est cette unité qu'il s'agit de coupler en parallèle avec la première.

Le 2e alternateur fonctionnant à vide à sa vitesse normale, possède entre phases la tension :

$$v = e \sin (\omega t - \varphi),$$

où la pulsation à vide :

$$\omega = 2p \frac{n}{60}$$

peut être considérée comme sensiblement constante.

Dans les moteurs actuels (à vapeur ou hydrauliques), la régulation permet d'obtenir une différence de vitesse entre la marche à pleine charge et la marche à vide, de 4 à 5 °/₀ de la vitesse de régime.

Le couplage des 2 machines, qu'on opère par la fermeture de l'interrupteur de l'alternateur 2 sur le réseau, exige qu'on ait à un instant donné :

$$V \equiv v.$$

La tension de la 2ᵉ machine peut d'ailleurs se mettre sous la forme :

$$v = e \sin\left[\Omega t - \{(\Omega - \omega) t + \varphi\}\right] = e \sin(\Omega t - \Phi).$$

Les deux tensions à synchroniser ont alors la même pulsation, et leur différence de phase Φ est une fonction du temps.

Le couplage nécessite donc :

1° $E = e$ ou $E_{eff} = e_{eff}$, égalité des forces électromotrices efficaces ;
2° $\Phi = 0$.

Le rhéostat de champ de la 2ᵉ machine permet d'obtenir la 1ʳᵉ égalité, d'après la relation :

$$e_{eff} = kn\psi$$

(où ψ est le flux inducteur et k une constante de l'alternateur).

Sans changer la vitesse n, on amène e_{eff} à la valeur E_{eff} en suivant les indications du voltmètre.

Quant à la différence de phase Φ, elle ne doit sa variation dans le temps qu'à la différence des pulsations Ω et ω. Si donc, à un instant donné, on arrive à l'annuler, elle ne pourra rester nulle effectivement, et par suite permettre le couplage que si à ce moment les 2 pulsations Ω et ω sont égales. On ne peut d'ailleurs avoir d'action sur Φ qu'en agissant sur la vitesse de la 2ᵉ machine.

Le problème de la synchronisation consiste donc à annuler la différence de phase des tensions des 2 alternateurs à mettre en parallèle en amenant leurs vitesses à l'égalité.

L'appareil que nous allons étudier permet de diriger efficacement et sans hésitation la manœuvre de la variation de vitesse de la machine à synchroniser, et de réaliser avec une extrême rapidité et une très grande précision les conditions de couplage.

5° Description et montage du synchroniseur.

Le stator du synchroniseur est établi comme un inducteur ordinaire de dynamo bipolaire à courant continu (fig. 13).

Le rotor dont l'axe est horizontal est constitué par deux cadres rectangulaires liés invariablement à angle droit (fig. 14). Les enroulements des deux cadres sont en série et leur point de jonction est relié à une bague fixée sur l'axe. Chacune des deux extrémités libres est également connectée à une bague. Les enroulements reçoivent le courant par de petits frotteurs fixes faisant contact sur les bagues. Une aiguille indicatrice est fixée à l'extrémité de l'axe, dans le plan du cadre relié à la bague C; elle se meut sur un cadran dans un plan vertical.

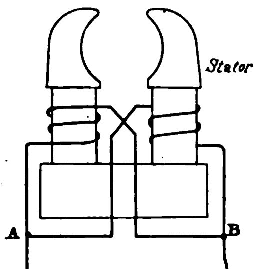


Fig. 13.

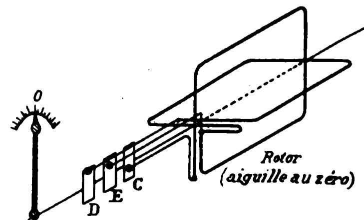


Fig. 14.

Comme tous les appareils de tableau installés par la Compagnie française T. H., le synchroniseur est établi pour fonctionner sous 110 volts, avec un pôle à la terre, ce qui sim-

plifie notablement les connexions (fig. 15). Aussi emploie-t-on pour l'alimenter 2 transformateurs de potentiel nonophasés, le primaire de chacun étant branché entre 2 fils du circuit triphasé correspondant.

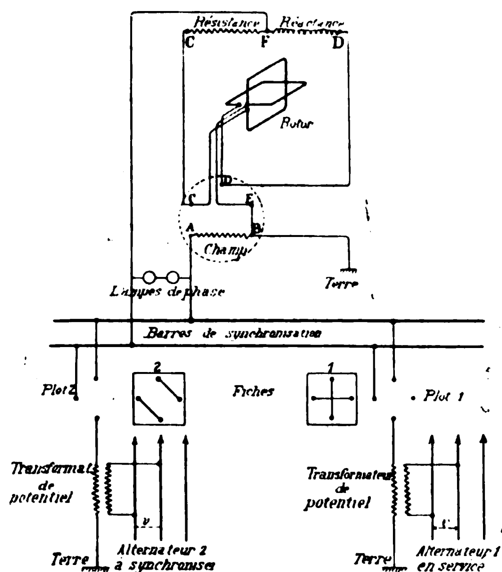


Fig. 15.

Le circuit inducteur AB, par l'intermédiaire de la fiche 1 qu'on introduit dans le plot 1, est soumis à la tension du secondaire d'un transformateur de 200 watts, dont le primaire est alimenté par le circuit de la machine 1 en charge au moment où l'on veut synchroniser la machine 2. Le courant inducteur est en phase avec cette tension en supposant la self négligeable :

$$I = \frac{E \sin \Omega t}{R}.$$

Les deux cadres du rotor sont en dérivation entre les points F et E, par l'intermédiaire de la fiche 2, qu'on introduit dans le plot 2, soumis à la tension du secondaire d'un transformateur identique au précédent, dont le primaire est alimenté par le circuit de la machine 2 qu'on se propose de synchroniser.

Le cadre dont le plan contient l'aiguille indicatrice, et qui est vertical lorsque celle-ci est au zéro (comme on le verra dans la suite), est en série avec une résistance FC et forme avec elle le premier circuit dérivé du rotor : F. C. C. E.

L'autre cadre, horizontal lorsque l'aiguille est au zéro, est en série avec une réactance FD (fig. 16) et forme avec elle le deuxième circuit dérivé du rotor : F. D. D. E.

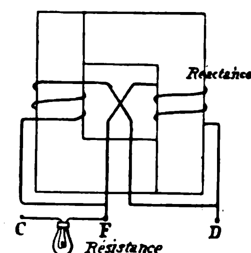


Fig. 16.

Ces 2 circuits sont soumis à la même tension, mais le courant dans le premier est en phase avec celle-ci :

$$i_1 = \frac{e \sin(\omega t - \varphi)}{r}$$

en supposant la self négligeable,

tandis que le courant dans le deuxième est décalé de $\frac{\pi}{2}$, par la présence de la réactance :

$$i_2 = \frac{e \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2}\right)}{l\omega}$$

en supposant la résistance négligeable.

Les 2 circuits sont établis de façon à laisser passer exactement le même courant maximum, c'est-à-dire qu'on a réalisé la condition : $r = l\omega$.

Il est d'ailleurs à remarquer que les tensions $E \sin \Omega t$ et $e \sin(\omega t - \varphi)$ aux bornes des secondaires des transformateurs, sont décalées d'un angle sensiblement égal à π sur les tensions primaires V et v entre deux fils des circuits des alternateurs. Mais cela importe peu, puisque ainsi la différence de phase entre V et v, qui seule nous intéresse, est conservée entre les 2 circuits secondaires des transformateurs.

(A suivre.) E. WATTELET.

NOTES SUR LES MACHINES D'EXTRACTION ÉLECTRIQUES *(suite)* (¹)

D'après les exemples qui précèdent, on voit que, si la méthode d'alimentation directe du moteur de la machine d'extraction est la plus simple et conduit à un excellent rendement pendant la marche à vitesse normale, cette méthode présente de gros inconvénients au point de vue des variations de charge et des à-coups énormes qui se produisent au moment du fonctionnement et surtout au moment du démarrage de la machine d'extraction. Aux mines du Grand Hornu, la puissance absorbée par une machine d'extraction s'élève brusquement à 600 kilowatts pendant le démarrage, descend à 300 kilowatts pendant le reste du trait, puis tombe à zéro pendant l'arrêt. Dans ces conditions, il se produit à l'usine génératrice des variations qu'il est impossible de tolérer si celle-ci doit alimenter d'autres récepteurs. Aux mines du Grand Hornu, par exemple, malgré l'emploi de volants de 75 tonnes sur les machines à vapeur, la vitesse de celles-ci baisse de 5,5 °/₀ au moment du démarrage d'une machine d'extraction, et la tension baisse de 1 250 à 1 020 volts, soit avec un écart de 20 °/₀.

Evidemment, si l'usine génératrice dessert plusieurs centres miniers, comprenant chacun plusieurs machines d'extraction, comme cela arrivera sans doute fréquemment dans l'avenir, les brusques variations de charge dues au démarrage et à la période de fonctionnement de chaque machine d'extraction s'égaliseront à l'usine génératrice, si le nombre des machines d'extraction est assez considérable, puisque les démarrages de celles-ci ne se produiront pas simultanément, mais alternativement. A l'heure actuelle, il n'en est pas ainsi ; une usine génératrice alimente généralement une ou deux machines d'extraction, quatre au maximum. On est donc obligé de prévoir, dans cette usine génératrice, des unités de puissance presque double de la puissance normale et sensiblement supérieure au double de la puissance moyenne.

En outre, si le rendement des moteurs alimentés directement est excellent pendant la marche à vitesse normale, il est très mauvais pendant le démarrage, à cause de la perte d'énergie dans les résistances. M. Habets, dans une étude assez complète sur les machines d'extraction, a calculé que, dans la machine d'extraction du puits Preussen II, l'énergie perdue pendant le démarrage représente 59 °/₀ du travail utile ou 37 °/₀ de l'énergie totale absorbée. Bien que ce chiffre paraisse un peu exagéré, il n'en est pas moins certain que le rendement moyen du moteur commandant la machine d'extraction doit être voisin de 60 °/₀.

Dans ces conditions, on a été conduit à chercher différentes méthodes destinées à uniformiser la puissance moyenne absorbée au réseau ou à l'usine génératrice. Parmi ces méthodes, celles qui reposent sur le groupement série-parallèle de moteurs à courant continu ou sur le groupement en cascade de moteurs triphasés, ainsi que sur l'emploi d'une fréquence ou d'un nombre de pôles variables pour ces derniers, fournissent des solutions incomplètes et compliquées du problème et n'ont donné lieu à aucune application récente. La solution générale à laquelle on est arrivé est la suivante : n'employer pour la commande de la machine d'extraction que des moteurs à courant continu dont on fait varier, par un procédé quelconque (emploi de groupes convertisseurs, ou de survolteurs par exemple) la différence de potentiel aux bornes ; en outre, placer sur le circuit dérivé du réseau une batterie-tampon ou mieux un volant-tampon emmagasinant de l'énergie pendant la période d'arrêt de la machine d'extraction, et restituant cette énergie pendant la période de fonctionnement. Nous

(¹) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, juin 1906, p. 371.

allons passer successivement en revue les différentes formes particulières que l'on a données à cette solution générale.

II. Alimentation indirecte des moteurs d'extraction avec uniformisation de la puissance absorbée.

1° *Méthode de la batterie divisée.*

La première solution adoptée par la Société Siemens et Halske, en 1901, pour l'établissement de la machine d'extraction du puits Zollern II (figurant à l'exposition de Düsseldorf), a consisté à alimenter, au moyen du réseau à courant continu, une batterie d'accumulateurs sur laquelle six connexions de courant permettaient de mettre en service un plus ou moins grand nombre d'éléments et, par suite, d'obtenir aux bornes des moteurs d'extraction une différence de potentiel plus ou moins élevée. Les conditions d'exploitation étaient les suivantes :

Charge utile.	4 200 kilogrammes.
Nombre de berlines.	6.
Profondeur.	500 mètres.
Vitesse d'extraction.	10 mètres par seconde au début ; 20 mètres par seconde plus tard.
Vitesse de transport du personnel.	5 mètres par seconde.
Puissance d'extraction en 8 heures.	1 350 tonnes.

La machine d'extraction était formée d'une poulie Kœpe de 6 mètres de diamètre entraînée par deux moteurs à courant continu produisant 1 400 chevaux comme puissance maxima et couplés tantôt en série tantôt en parallèle. La batterie d'accumulateurs, reliée à l'usine génératrice, était divisée en quatre parties principales que l'on pouvait intercaler les unes après les autres au moyen du démarreur. En outre, aux deux extrémités de la batterie, un certain nombre d'éléments portaient une dérivation pour permettre l'obtention des faibles vitesses nécessaires à la revision du puits. Pour éviter une inégale répartition continuelle de la charge sur la batterie, on avait prévu des connexions particulières pour que les éléments fussent mis en circuit tantôt de la gauche à la droite, tantôt de la droite à la gauche. Pour que les éléments extrêmes, qui travaillaient seuls lors des trajets de revision du puits, pussent être complètement rechargés, on avait disposé, sur le groupe survolteur servant à charger à fond la batterie principale, deux petits induits supplémentaires reliés à ces éléments.

Comme on le voit, cette installation avait été très complètement étudiée, mais on avait été conduit à des complications énormes. Elle a été remplacée depuis par une installation du système Ilgner-Siemens-Schuckert, et aucune autre application de la méthode de la batterie divisée n'a été faite ; néanmoins cette méthode mérite d'être signalée pour son intérêt historique et pour les bons résultats qu'elle a permis, malgré tout, d'obtenir.

2° *Système Léonard.*

Dans ce système, on fait varier la différence de potentiel aux bornes du ou des moteurs de la machine d'extraction en modifiant l'excitation de la génératrice qui alimente ces moteurs; le renversement du sens de rotation s'obtient également en inversant l'excitation de la génératrice. Avec ce système, la génératrice ne peut, bien évidemment, alimenter que la machine d'extraction seule. En outre, la machine à vapeur qui la conduit doit être munie

d'un lourd volant, puisqu'elle subit elle-même toutes les variations de charge. On peut faire travailler cette machine à vapeur à admission presque constante, en tolérant des écarts de vitesse assez grands. Il est d'ailleurs possible, pour l'égalisation de la charge, d'employer, au lieu d'un volant, une batterie-tampon reliée à une seconde génératrice calée sur le même arbre.

Ce système présente, sur le précédent, l'avantage d'une très grande simplicité de commande : il permet de réaliser toutes les vitesses et, à chaque position du levier de manœuvre correspond une vitesse déterminée, quelle que soit la charge. Le rendement est bon, puisqu'il n'y a pas d'énergie perdue, ni au démarrage ni à l'arrêt. En effet, d'une part, toute résistance de démarrage est supprimée ; d'autre part, lorsque, pour arrêter, on affaiblit peu à peu l'excitation de la dynamo génératrice, le moteur d'extraction, agissant comme générateur, récupère l'énergie emmagasinée, sous forme de force vive, dans les masses en mouvement. Au point de vue de la construction des appareils de réglage, le système Léonard est particulièrement avantageux en ce que ces appareils ne sont parcourus que par des courants de faible intensité, n'exigeant que des contacts de faible surface. Avec l'emploi d'un volant ou d'une batterie-tampon, on peut arriver à ce que la puissance que doit avoir la machine génératrice soit seulement égale à la puissance moyenne.

Deux installations ont été faites, par l'Allgemeine Elektricitäts Gesellschaft, avec ce système. L'une est celle du puits de Hollertszug, à Herdoxf. Les conditions d'exploitation sont les suivantes :

Profondeur du puits.	240 mètres.
Charge utile.	1 000 kilogrammes.
Vitesse d'extraction.	3 mètres par seconde.

La machine d'extraction comprend deux tambours coniques entraînés, par l'intermédiaire d'un train d'engrenages, au moyen d'un moteur à courant continu tournant à une vitesse de rotation de 168 tours par minute. La vitesse de rotation des tambours est de 30 tours par minute. Les variations de charge sont amorties, à l'usine génératrice, par une batterie-tampon. La machine à vapeur entraîne trois dynamos génératrices ; l'une de 45 kilowatts à tension variable (jusqu'à 240 volts) pour la machine d'extraction ; l'autre de 45 kilowatts sous 440 volts pour la distribution de force motrice, et la troisième de 36 kilowatts à 240 volts pour l'alimentation d'une petite voie ferrée et de l'éclairage. La batterie-tampon est branchée sur cette dernière dynamo. L'installation fonctionne *depuis 1893*.

La deuxième installation, faite par l'A. E. G. avec le système Léonard, est celle du puits Alexandre des mines d'Arnim près de Zwickau. Les conditions d'exploitation sont les suivantes :

Profondeur du puits.	220 mètres.
Puissance d'extraction en 8 heures.	550 tonnes.
Charge utile.	1 000 kilogrammes.
Vitesse d'extraction.	$8^m,5$ par seconde.
Vitesse de transport du personnel. . . .	3 mètres par seconde.

La machine d'extraction comprend deux tambours doubles entraînés chacun par un moteur à courant continu à tension variable de 225 chevaux directement accouplé à l'arbre des tambours et tournant à une vitesse de rotation de 80 tours par minute. Chaque moteur est alimenté directement par une génératrice à tension variable dont l'excitatrice est entraînée par une courroie ; la différence de potentiel aux bornes varie entre 0 et 500 volts. Il n'y a pas, à l'usine génératrice, de batterie-tampon. L'uniformisation de la charge est obtenue par l'emploi de volants convenables.

Une installation analogue vient d'être faite par la Société Siemens-Schuckert au puits de Sehnde, près de Hanovre, appartenant à la Société Kaliwerk Friedrichshall. Les conditions d'exploitation sont les suivantes :

Puissance d'extraction en 8 heures.	600 tonnes.
Profondeur.	450 mètres provisoirement ; 900 mètres plus tard.
Nombre de berlines.	4.
Charge utile.	2 800 kilogrammes.
Vitesse d'extraction..	10 mètres par seconde.

La machine d'extraction comprend une poulie Kœpe de 6 millimètres de diamètre, avec câble rond de 38 millimètres en fils d'acier, entraînée par un moteur à attaque directe. La dynamo génératrice à tension variable est entraînée par une machine à vapeur placée à 50 mètres des puits : l'uniformisation de la charge est obtenue au moyen d'une batterie-tampon reliée à une seconde dynamo. La mise en service de cette installation a eu lieu en mars 1906.

3° *Groupe convertisseur et batterie-tampon.*

Au lieu d'appliquer le système Léonard en faisant varier l'excitation de la génératrice elle-même pour modifier la différence de potentiel aux bornes, on a pensé à employer un groupe convertisseur, constitué par un moteur relié d'une façon permanente au réseau (triphasé ou continu) et une dynamo génératrice dite « dynamo de démarrage » produisant la différence de potentiel variable nécessaire pour l'alimentation du ou des moteurs d'extraction. Une batterie-tampon (ou, comme on le verra plus loin, un volant) assure l'uniformisation de la charge.

Une installation avec groupe convertisseur et batterie-tampon a été réalisée par la Société Siemens-Schuckert au puits Ottilia de la « Königlische Berginspektion Klausthal ».

Les conditions d'exploitation sont les suivantes :

Charge utile.	1 500 kilogrammes.
Nombre de berlines..	2.
Profondeur.	570 mètres.
Vitesse d'extraction..	10 mètres par seconde.
Vitesse de transport du personnel.	3 à 4 mètres par seconde.
Puissance d'extraction en 8 heures.	360 tonnes.

La machine d'extraction est formée d'une poulie Kœpe de 3m,50 de mètre avec un câble de 34 millimètres : cette poulie est directement entraînée par un moteur qu'alimente une machine de démarrage à voltage variable. Celle-ci est entraînée par un moteur shunt relié au réseau, sur lequel est branchée une batterie d'accumulateurs qui sert de tampon. Pour assurer l'uniformisation complète de la charge, on a calé sur l'arbre commun au moteur et à la dynamo de démarrage un survolteur intercalé entre la batterie et le réseau. Les inducteurs série de ce survolteur sont parcourus par le courant du moteur qui entraîne la dynamo de démarrage : les connexions de l'induit sont telles que la différence de potentiel produite par celui-ci se retranche de celle du réseau. La différence de potentiel résultante aux bornes de la batterie diminue donc quand la charge augmente et augmente quand la charge diminue ; pour une intensité déterminée, elle est égale à la tension de décharge de la batterie. Les inducteurs du survolteur sont aussi munis d'un enroulement shunt dans lequel est intercalé un petit rhéostat de réglage permettant de modifier les limites entre lesquelles varie la différence de potentiel produite par le survolteur.

L'énergie nécessaire au fonctionnement de la machine d'extraction est fournie par une usine génératrice comprenant des moteurs à gaz et des turbines hydrauliques et produisant du courant continu à 500 volts. Cette usine génératrice est placée à 100 mètres du puits. L'installation a été mise en service en janvier 1905.

Lorsqu'on dispose de courants triphasés et non de courant continu pour alimenter le moteur qui entraîne la dynamo de démarrage, l'emploi d'accumulateurs pour uniformiser la charge présente un peu plus de complications que dans le cas précédent. La solution la plus simple consiste à caler sur l'arbre du groupe convertisseur l'induit d'une dynamo shunt ou compound reliée à la batterie d'accumulateurs. Dans ce cas, il faut que la vitesse de rotation de l'ensemble s'abaisse ou s'élève dans une assez forte proportion pour que les accumulateurs se déchargent ou se chargent et jouent le rôle de tampon.

Pour que le réglage soit meilleur, on peut employer un survolteur dont les enroulements inducteurs série sont parcourus par le courant du moteur d'extraction. Ce réglage n'est pas complet puisqu'il ne repose que sur l'intensité absorbée par le moteur d'extraction : en effet, à certains moments, celui-ci absorbe une grande intensité sous une faible différence de potentiel sans pour cela dépasser la puissance moyenne, tandis qu'à d'autres moments, il peut absorber la même intensité sous la différence de potentiel totale de la dynamo de démarrage, et dépasse ainsi de beaucoup la puissance moyenne. Il y a donc lieu de faire agir aussi, sur les inducteurs du survolteur, la différence de potentiel aux bornes du moteur d'extraction ou de la dynamo de démarrage. Les inducteurs portent alors trois enroulements ; l'un relié en dérivation aux bornes de la batterie, l'autre relié en dérivation aux bornes de la dynamo de démarrage, et le troisième intercalé en série sur le circuit d'alimentation du moteur d'extraction.

On peut, pour simplifier, supprimer le survolteur et disposer ces trois enroulements inducteurs sur la génératrice à laquelle est reliée la batterie d'accumulateurs. Enfin on peut, d'après un nouveau brevet Siemens-Schuckert, caler sur l'arbre du moteur d'extraction, dont la vitesse varie, un survolteur excité en série par le courant total absorbé par le moteur d'extraction. L'induit de ce survolteur est en série avec la batterie, reliée, comme précédemment, à une génératrice calée sur l'arbre du groupe convertisseur.

4° *Système Ilgner.*

Au lieu d'employer, avec le groupe convertisseur, une batterie-tampon destinée à uniformiser la charge, M. Ilgner a eu l'idée d'employer un volant très lourd tournant à une grande vitesse périphérique. Le groupe convertisseur comprend alors, comme l'indique schématiquement la figure 7, un moteur, un volant et une dynamo génératrice. Dans le mode de construction généralement adopté, l'arbre du volant tourne dans de larges paliers abondamment graissés et soigneusement refroidis : sur cet arbre sont clavetés, en porte à faux, le rotor du moteur d'une part et l'induit de la dynamo de démarrage d'autre part. Le moteur, à courant continu ou à courants alternatifs (même monophasé), tourne d'une façon permanente. Le volant, que l'on établit en acier massif, afin de pouvoir admettre des vitesses périphériques élevées (jusqu'à 100 mètres par seconde environ) et de pouvoir, par suite, réduire le diamètre, emmagasine de l'énergie pendant les périodes d'arrêt de la machine d'extraction et la restitue pendant la période de fonctionnement. La vitesse du groupe varie d'environ 12 à 15 °/₀ : pour maintenir néanmoins à peu près constante l'intensité absorbée par le moteur, M. Ilgner avait primitivement réalisé un régulateur à force centrifuge intercalant une résistance plus ou moins élevée dans le circuit d'excitation du moteur, s'il s'agissait d'un mo-

teur à courant continu, ou dans le circuit du rotor, s'il s'agissait d'un moteur triphasé. Dans ce dernier cas, l'excitation de la dynamo de démarrage et celle du moteur d'extraction sont assurées par une petite excitatrice calée sur l'arbre du convertisseur. La Société Siemens-Schuckert a perfectionné ce mode de réglage en employant, non plus un régulateur à force

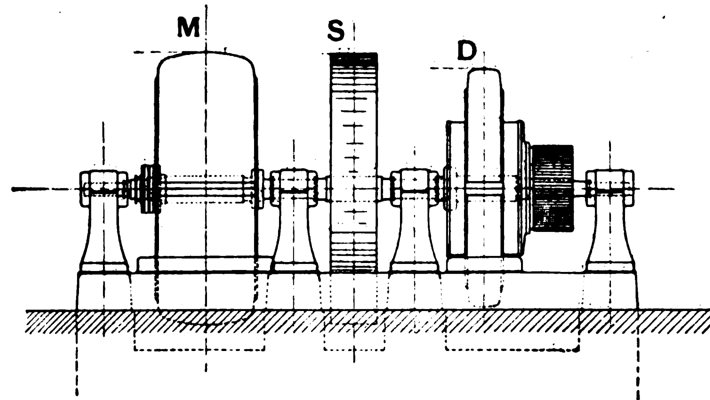


Fig. 7. — Schéma du système Ilgner-Schuckert.

centrifuge influencé par les variations de vitesse, mais un relais influencé par les variations d'intensité et réglé pour une intensité donnée. Cette méthode donne d'excellents résultats.

Au point de vue de la simplicité de manœuvre, le système Ilgner a été encore perfectionné par la Société Siemens-Schuckert. Celle-ci emploie un indicateur de position muni d'un appareil de sûreté qui consiste en un guidage courbe dont le mouvement est solidaire de celui

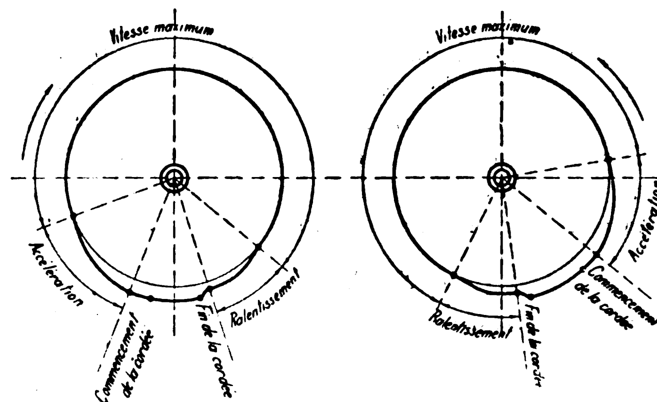


Fig. 8. — Cames de guidage Siemens-Schuckert.

de l'indicateur, et qui règle automatiquement, pendant toute la durée du trait, la position du levier de manœuvre et, par suite, la vitesse de la cage. Le guidage courbe dont il s'agit est formé par deux cames montées sur le même arbre (fig. 8). Ces deux cames correspondent chacune à un sens de marche, et leur vitesse de rotation est calculée de façon qu'elles décrivent presque un tour complet à chaque trait. Le levier de manœuvre est solidaire d'un levier à trois bras (fig. 9) dont l'une ou l'autre des extrémités vient buter contre l'une des cames quand le mécanicien agit sur son levier. Le profil variable des cames limite ainsi, pour chaque sens de marche, suivant la position de la cage dans le puits, le déplacement que le mécanicien peut donner à son levier de commande. Au commencement du trait, le mécanicien pousse son levier dans le sens correspondant au sens de marche, et ne peut dépasser la position déterminée par la came correspondante. La machine d'extraction fonctionne alors

à la vitesse qui correspond à cette position du levier; les cames tournent et permettent de pousser le levier plus à fond, ce qui fait augmenter la vitesse, et ainsi de suite jusqu'à ce que celle-ci atteigne sa valeur normale. L'allure de l'accélération est donc fixée une fois pour toutes par le profil de la came. Le mécanicien peut toujours, si cela est utile, ramener son levier en arrière pour diminuer la vitesse. S'il oublie de ramener son levier en arrière à la fin du trait pour ralentir la machine d'extraction, cette manœuvre est effectuée automatiquement par la came dont le profil détermine l'allure du ralentissement. Sur le schéma de la figure 9, *a* représente l'indicateur de position, *b* l'arbre commandé par la machine d'extraction, *c* le disque du guidage, *d* l'appareil de réglage et *e* le levier de manœuvre.

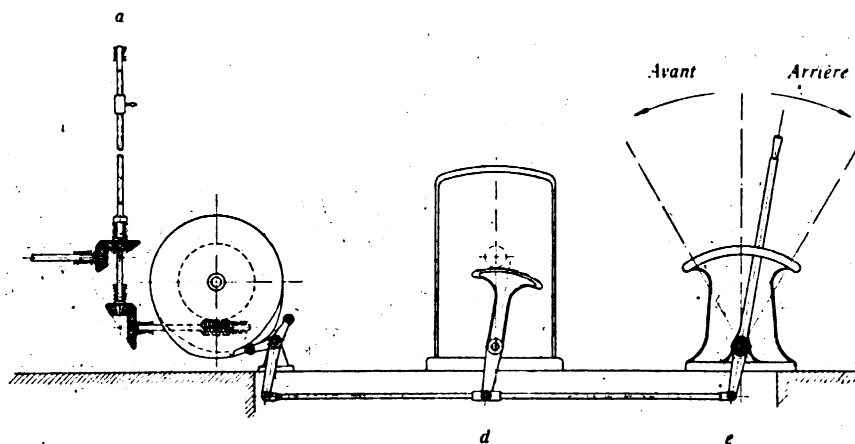


Fig. 9. — Appareil de sécurité Siemens-Schuckert.

Le profil des cames de guidage est, en outre, établi de telle façon que, à la fin de la course, le levier de manœuvre soit ramené automatiquement à une position correspondant à une valeur très faible de la vitesse, mais, à partir de ce moment, ce profil est concentrique à l'axe de la came, de sorte que le mécanicien peut faire, à faible vitesse, toutes les manœuvres nécessaires ; au moment où la cage dépasse la recette, le profil du disque est tel que le levier est ramené brusquement en arrière à la position d'arrêt. En même temps, une butée agit sur un appareil de déclanchement qui serre le frein.

Un verrou particulier, intercalé soit par le mécanicien soit par un appareil commandé électriquement depuis la recette, limite la course du levier de manœuvre à la valeur qui correspond à la vitesse réglementaire pour le transport des personnes; les cames agissent également dans ce cas pour le réglage automatique de l'appareil.

L'une des premières installations faites par la Société Siemens-Schuckert avec le système Ilgner a été celle du puits Zollern II à Merklinde, près de Dortmund, pour remplacer l'installation primitive avec réglage par la méthode de la batterie divisée. La nouvelle installation a été mise en marche en septembre 1903. Les conditions d'extraction sont les suivantes :

Puissance d'extraction en 8 heures.	1 350 à 2 000 tonnes.
Profondeur.	provisoirement 280 mètres ; plus tard 500 —
Nombre de berlines.	6.
Charge utile.	4 200 kilogrammes.
Vitesse d'extraction.	10 mètres par seconde provisoirement; 20 mètres plus tard.
Vitesse de transport du personnel.	10 mètres par seconde.

La machine d'extraction comprend une poulie Kœpe de 6 mètres de diamètre avec un câble rond en acier de 45 millimètres de diamètre, et deux moteurs directement accouplés sur l'arbre de la poulie Kœpe. Cette machine d'extraction est représentée par la figure 10. Les induits des deux moteurs sont reliés d'une façon permanente en série ; quand on adoptera la vitesse d'extraction de 20 mètres par seconde, on les reliera en parallèle.

Le groupe convertisseur est composé d'un moteur à courant continu de 300 chevaux sous 500 volts, d'un volant en acier de 4 mètres de diamètre pesant 40 tonnes et tournant à une vitesse de 350 tours par minute (73 mètres par seconde de vitesse périphérique), et d'une

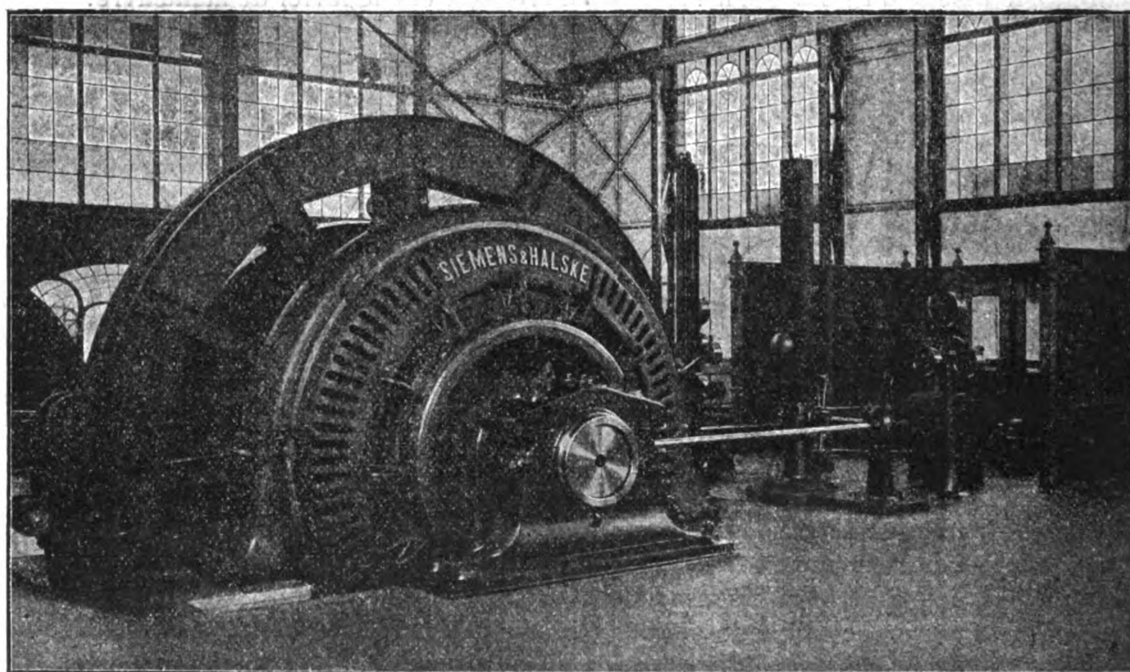


Fig. 10. — Machine d'extraction du puits Zollern II.

dynamo de démarrage de 2 000 ampères sous une différence de potentiel variant entre 0 et 500 volts. Cette dynamo est munie de pôles auxiliaires de commutation, pour empêcher la production d'étincelles au collecteur. Les paliers lisses de grande portée dans lesquels tourne l'arbre reçoivent de l'huile comprimée sous une pression de 10 atmosphères par deux pompes à huile entraînées par le convertisseur. Le débit des pompes peut varier dans de grandes proportions, afin de correspondre à la température des paliers. L'huile employée est refroidie dans des serpentins réfrigérants et ramenée aux pompes à huile. Le groupe convertisseur est représenté par la figure 11. On voit que le volant a été enfermé dans une enveloppe en tôle pour diminuer la résistance de l'air.

Le réglage de l'intensité du courant absorbé par le moteur du convertisseur est assuré par un rhéostat de champ commandé par un relais dont le circuit contient une résistance de réglage au moyen de laquelle on peut modifier, suivant le nombre des traits, c'est-à-dire suivant la puissance moyenne absorbée, les limites entre lesquelles le rhéostat de champ du moteur effectue son réglage. Dans ces conditions, la puissance absorbée par l'installation totale est tout à fait uniforme, comme le montre la figure 12 qui reproduit le diagramme obtenu par le tracé d'ampèremètres enregistreurs. La courbe, qui s'écarte très peu de l'ho-

rizontale +400 ampères, représente l'intensité absorbée sur le réseau par le moteur du groupe convertisseur. La seconde courbe représente l'intensité absorbée par la machine d'extraction. On voit, sur le diagramme, les variations considérables de cette intensité, qui

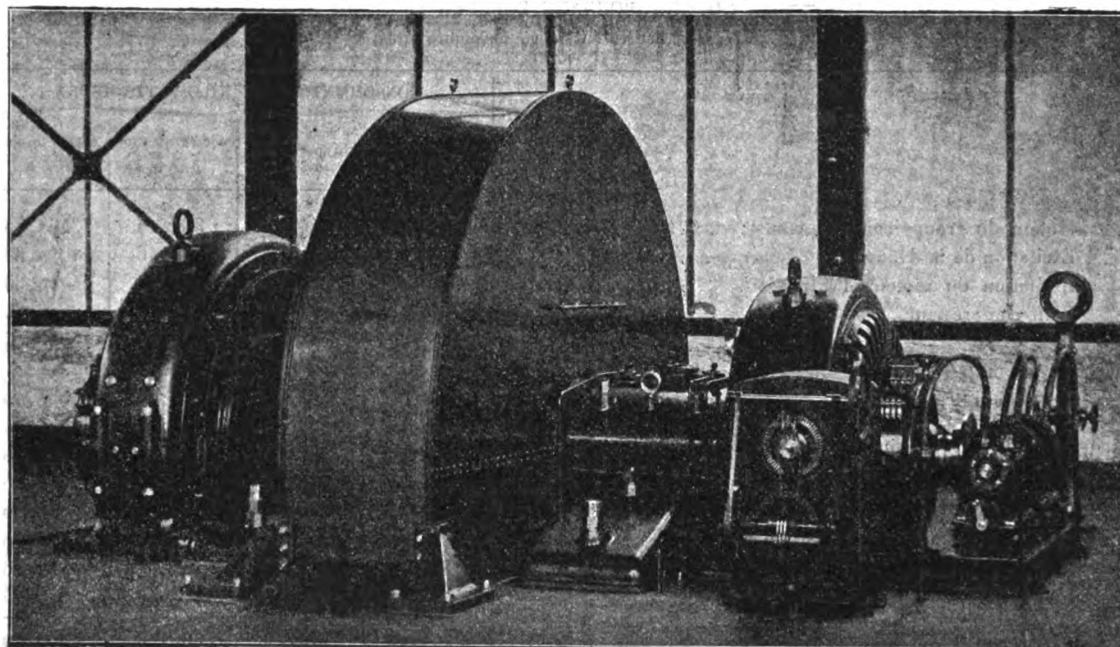


Fig. 11. — Groupe convertisseur Ilgner desservant la machine d'extraction du puits Zollern II.

atteint près de 1 800 ampères au démarrage, descend à + 1 000 ampères environ pendant la période assez courte de marche normale, tombe ensuite à — 1 000 ampères par suite de la récupération produite au moment du ralentissement, et remonte aux environs de + 800

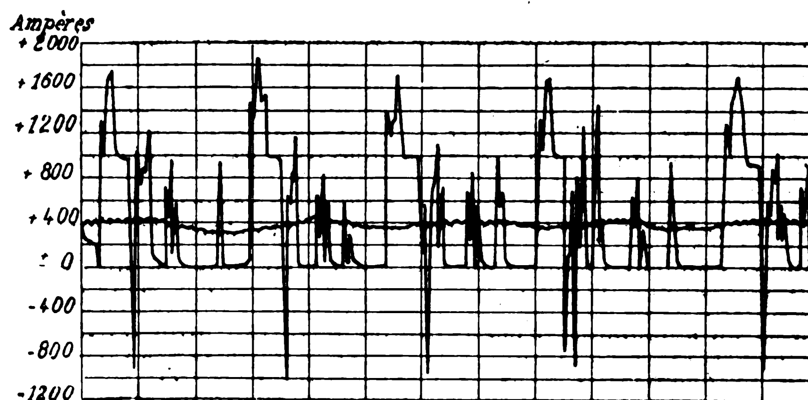


Fig. 12. — Diagramme des intensités de courant (machine du puits Zollern II).

ampères à la fin du trait, lors des manœuvres : cette dernière pointe d'intensité se produit sous une différence de potentiel très faible.

La Société Gelsenkirchener Bergwerks A. G. a fait, sur l'installation du puits Zollern II, de très intéressants essais destinés à déterminer la consommation totale de vapeur par

cheval-heure fourni au puits. Les résultats obtenus dans une série d'essais minutieux sont résumés par le tableau suivant :

RÉSULTATS DES ESSAIS FAITS SUR LA MACHINE D'EXTRACTION A COMMANDE ÉLECTRIQUE DU CHARBONNAGE ZOLLERN II

Essai de 24 heures fait le 25 novembre 1904.

		CONSOMMATION EN KILOWATTS-HEURE			
		Équipe du matin 6-2 h.	Transport du personnel 2-3 h.	Équipe du soir 3-10 h.	Équipe de nuit 10-6 h.
Machines d'extraction	Moteur du groupe convertisseur	1 952,52	54,20	1 387,12	462,05
	Excitation de la dynamo de démarrage	115,65	0,56	10,26	2,68
	Excitation du moteur d'extraction	117,00	15,10	101,50	70,65
	Petit compresseur	106,90	14,10	78,30	16,80
	TOTAL, machine d'extraction	2 192,07	83,96	1 577,18	552,18
Moteurs divers	Ventilateur	525,00	65,00	469,00	539,00
	Préparation du coke	383,00	53,00	342,00	418,50
	Triage du charbon	399,90	18,60	319,00	57,20
	Compresseur I	1 915,00	55,00	1 550,00	285,00
	Compresseur II	1 770,00	220,00	1 720,00	1 887,00
	Transformateur rotatif d'éclairage	250,00	20,00	320,00	530,00
	Condensation	178,16	22,91	159,88	186,56
	Lavoirs	1 463,20	177,35	1 049,69	315,35
	TOTAL GÉNÉRAL	9 076,33	715,82	7 506,75	4 770,79
Consommation de vapeur en kilogrammes		76 310,00	6 400,00	6 238,00	44 213,00
Consommation de vapeur en kilogrammes par kilowatt-heure		8,45	8,95	8,30	9,28
Chevaux-heures effectifs fournis au puits		1 562,00	13,05	990,13	92,00
Consommation en kilowatts-heure par cheval-heure fourni au puits		1,395	6,42	1,596	6,01
Consommation de vapeur en kilogrammes par cheval-heure fourni au puits		11,787	57,459	13,247	55,773

Consommation de vapeur par cheval-heure fourni au puits (moyenne de 24 heures) : 14,226 kilogrammes.

Pendant le travail de la première équipe, pendant laquelle le service est très actif (environ 1 500 tonnes par l'équipe du matin) la consommation de vapeur par cheval-heure utile fourni au puits a été de 11 787 kilogrammes. Pendant l'équipe du soir, où le service est beaucoup moins actif (environ 700 tonnes seulement), la même consommation s'est élevée à 13 247 kilogrammes. Pendant l'équipe de nuit, dans laquelle on ne fait que les cordées nécessaires pour la revision du puits, le service des remblais et de la boiserie, ainsi que quelques descentes de personnes, c'est-à-dire où le travail utile d'extraction est presque nul, la consommation de vapeur spécifique est montée jusqu'à 55 773 kilogrammes par cheval-heure effectif fourni au puits. Néanmoins, et bien que le groupe convertisseur ait marché toute la nuit, la moyenne de la consommation de vapeur par cheval effectif fourni au puits pendant 24 heures n'a été que de 14 226 kilogrammes. Ce chiffre est particulièrement intéressant au point de vue de l'économie du service.

Une autre installation à courant continu avec groupe Ilgner, faite depuis plusieurs années par la Société Siemens-Schuckert, est celle du puits Tolling à Lioben (Steierische Montanwerke des Freiherrn Franz Mayr von Melnhof). La puissance d'extraction en huit heures est

de 400 tonnes; la profondeur est de 70 mètres, la charge utile est de 800 kilogrammes en une berline et la vitesse d'extraction est de $2^m,40$. La machine d'extraction comprend deux bobines de $1^m,45$ de diamètre avec câble plat de 50×10 millimètres. Ces bobines sont entraînées par un moteur avec simple réduction d'engrenages. Le groupe convertisseur Ilgner est alimenté par du courant continu à 330 volts produit par une usine génératrice placée à 300 mètres de la machine d'extraction. Cette installation fonctionne depuis décembre 1903.

Enfin on peut citer encore, comme installation avec système Ilgner-Siemens-Schuckert, celle du puits Barbara à Amberg (Königl. bayr. General-Bergwerks-u. Salinen-Administration). La puissance d'extraction en 8 heures est de 187 tonnes; la profondeur de 140 mètres, la charge utile de 650 kilogrammes en une berline, et la vitesse de 5 mètres par seconde. La machine comprend deux tambours cylindriques de $1^m,80$ de diamètre portant un câble rond de $17^{mm},5$ de diamètre, directement entraîné par un moteur électrique. Le courant qui alimente le groupe Ilgner, installé d'abord provisoirement sans volant, puis complété ensuite par un volant, est fourni, sous une tension de 500 volts, par une usine génératrice située à 600 mètres du puits. L'installation sera mise en service en juillet 1906.

(A suivre.) R. DE VALBREUZE.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la relation entre la translation et l'intensité de radiation des atomions positifs. — **J. Stark.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 avril 1906.

L'auteur donne les résultats de quelques expériences propres à faciliter l'établissement d'une théorie liant les phénomènes de translation et d'émission lumineuse.

1° *Émission de lumière par suite de la translation d'atomions positifs.* — Comme l'a indiqué déjà l'auteur à propos de l'effet de doublet, les rayons-canal (atomions positifs) émettent de la lumière et possèdent, en même temps, une grande vitesse. On peut se demander d'où provient l'émission de lumière des rayons-canal. Il semble que la réponse la plus satisfaisante soit la suivante: devant la cathode, les particules positivement chargées sont excitées et produisent de la lumière par suite de leurs collisions; pendant que les oscillations de leurs électrons ainsi provoquées s'amortissent lentement par suite de la radiation, les supports de cette émission, les particules des rayons-canal poussées vers la cathode par le champ électrique, acquièrent une grande vitesse et passent à travers les canaux de la cathode, derrière laquelle les oscillations de leurs électrons ne sont pas encore complètement amorties.

Il faut remarquer d'abord que cette excitation de l'émission lumineuse des rayons-canal ne se produit pas dans la couche lumineuse négative, car, sans cela, l'espace obscur cathodique que ceux-ci traversent avant d'atteindre la cathode devrait émettre avec plus d'intensité le spectre des raies que le faisceau des rayons-canal situé derrière la cathode. Or, en fait, l'espace obscur n'émet aucune lumière dans l'hydrogène et ne présente que très faiblement le spectre de raies dans l'azote. Si l'explication qui précède est exacte, l'excitation de l'émission lumineuse doit être produite par choc directement devant la cathode dans la première couche cathodique. Les atomions qui, dans une surface S_1, ont été amenés par les chocs à émettre de la lumière, parcourent jusqu'à la cathode une différence de potentiel V_1 au maximum sans subir de nouvelle collision; le carré de leur vitesse est proportionnel à V_1. Les particules provenant d'une section S_2 plus voisine de la cathode ont une vitesse plus petite que celle des précédentes, puisque V_2 est plus petit que V_1, mais les oscillations de leurs électrons ne sont pas autant

amorties que dans les particules provenant de S_1. L'intensité de champ croît très rapidement quand la distance à la cathode diminue. Derrière la cathode, les rayons-canal doivent donc présenter toutes les vitesses depuis zéro jusqu'à la vitesse correspondant à la chute cathodique totale. L'émission lumineuse des rayons lents doit être plus intense que celle des rayons rapides, car la durée de l'amortissement est plus grande pour ceux-ci que pour ceux-là. Quand on observe l'effet de doublet sur les rayons-canal derrière la cathode, on devrait trouver, à côté de la raie immobile correspondant à la vitesse de translation nulle, une série continue et d'intensité décroissante des raies correspondant à des vitesses de translation plus élevées. En fait, cela ne se produit pas.

Dans tous les spectrogrammes obtenus par l'auteur sur l'effet de doublet pour les rayons cathodiques dans l'hydrogène, il existe un minimum d'intensité entre la raie immobile et les raies déplacées. Les raies correspondant aux différentes vitesses se groupent en une bande étalée dans laquelle la chute d'intensité est généralement très rapide. On doit en conclure que les rayons-canal lents qui existent certainement aussi derrière la cathode donnent une émission de lumière très peu intense. L'hypothèse qui précède sur l'excitation de l'émission de la lumière des rayons-canal par le choc ne peut pas être exacte. Cela ne veut pas dire que le choc ne peut provoquer aucune émission de lumière.

La meilleure façon d'expliquer les faits observés est d'admettre que la source de l'émission lumineuse des rayons-canal réside dans leur énergie cinétique et qu'il s'établit un équilibre entre l'intensité de radiation d'une particule de rayons-canal et son énergie cinétique. D'après la chute rapide d'intensité observée, on peut conclure que, dans le cas de l'équilibre entre l'énergie de radiation et l'énergie cinétique, l'intensité de radiation est une fonction du carré de la vitesse de translation v et croît très rapidement avec ce carré.

Répartition de l'intensité en fonction de la vitesse de translation. — Dans l'hydrogène, l'intensité de l'émission du spectre de raies sur le trajet des rayons-canal est bien supérieure à celle du spectre de bandes. La couleur totale du faisceau de rayons-canal est alors à peu près identique à la couleur totale de l'émission du spectre de raies. Pour une faible vitesse des rayons-canal (800 volts) la couleur totale est rouge sombre et a la nuance de la teinte de H_α. Plus la vitesse augmente, plus il se mélange de bleu au rouge; pour la vitesse correspondant à 8 000 volts, la coloration totale des rayons-canal est bleu-rouge. On peut en conclure que, pour une augmentation de la vitesse de translation des ions hydrogène positifs, l'intensité de radiation des ondes plus courtes ($H_\beta H_\gamma$) croît plus rapidement que celle des ondes longues (H_α).

Comme cela a été dit plus haut, il se produit dans les spectrogrammes de l'effet de doublet un minimum d'intensité entre la raie immobile et la bande formée par les raies déplacées. L'auteur a mesuré, au moyen d'un compensateur, la largeur de ce minimum d'intensité: celle-ci a été trouvée égale à 0,095 pour H_β, à 0,100 pour H_γ et $0^{mm},110$ pour H_δ. Pour ces largeurs, on peut calculer facilement les vitesses correspondant aux largeurs ou aux déplacements, ou, en d'autres mots, les vitesses pour lesquelles les longueurs d'ondes correspondantes émettent une radiation perceptible. Cette vitesse a été trouvée, dans le cas dont il s'agit, égale à $9,5 \cdot 10^6$ pour H_β, à $1,1 \cdot 10^7$ pour H_γ et à $1^{cm},3 \cdot 10^7$ par seconde pour H_δ. Les impressions photographiques de $H_\beta H_\gamma$ et H_δ différant peu les unes des autres, on peut déduire, des chiffres qui précèdent, que, pour obtenir avec différentes longueurs d'ondes la même intensité de radiation, on doit élever d'autant plus la vitesse de translation que la longueur d'ondes est plus courte.

On peut décomposer en régions étroites la bande des raies déplacées, déterminer pour chacune d'elles l'intensité d'après le noircissement de la plaque photographique, et calculer la vitesse d'après la distance à la raie fixe. Si l'on porte les intensités en ordonnées, et les vitesses en abscisses, on obtient des courbes semblables à celles de la figure 1. Ces courbes montrent comment les intensités de radiation des différentes longueurs d'ondes ($H_\beta H_\gamma$..) normalement à la translation dépendent de la vitesse de translation. L'intensité portée sur la courbe pour une vitesse déterminée est proportionnelle à $N.f(v, \lambda)$, N désignant le nombre des ions qui produisent la radiation, et $f(v, \lambda)$ une fonction de v et de λ. Toutes les raies de la série $H_\alpha H_\beta$... ayant comme support le même ion, N est le même pour toutes les raies de la série. Le rapport des intensités

de deux longueurs d'ondes $I_{\lambda_2}/I_{\lambda_1}$ est indépendant de N et n'est fonction que de v. Si l'on porte en ordonnées les valeurs du rapport $I_{\lambda_2}/I_{\lambda_1}$ pour différentes vitesses de translation, et ces vitesses en abscisses, on obtient des courbes qui montrent que l'intensité de radiation des ondes courtes (H_δ) augmente plus rapidement avec la vitesse de translation que l'intensité des ondes plus longues (H_β).

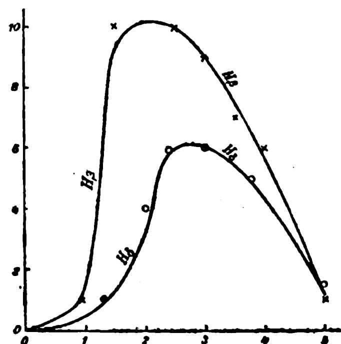


Fig. 1.

Conclusions. — Des résultats qui précèdent, on peut déduire les lois suivantes : lors de la translation d'atomions positifs, leurs oscillations propres, ou mieux les oscillations propres de leurs électrons négatifs sont excitées et il s'établit un équilibre entre l'énergie cinétique et l'énergie de radiation ; dans les limites d'une série, l'intensité de radiation croît rapidement pour toutes les longueurs d'ondes, avec le carré de la vitesse de translation, et cela plus rapidement pour les courtes longueurs d'ondes que pour les longues; la répartition de l'intensité est donc une fonction de la vitesse de translation.

Un faisceau parallèle de rayons-canal représente donc, pour l'émission du spectre de raies, le cas le plus simple d'un équilibre entre la radiation et la translation ; il n'existe dans ce cas qu'une direction de translation et les vitesses sont comprises entre zéro et un maximum calculé d'après la chute cathodique. Partant de ce cas simple, on peut se représenter et comprendre la radiation qui se produit quand, dans un gaz, on communique aux atomions positifs de l'énergie cinétique et que l'on donne à leur translation toutes les directions et toutes les vitesses. Si l'on prend pour base la loi de Maxwell-Boltzmann, on obtient la radiation purement thermodynamique. L'analogie entre les résultats qui précèdent et les lois trouvées pour les corps noirs radiants s'aperçoit immédiatement : le carré de la vitesse de translation correspond ici à la température absolue. On peut comprendre facilement, d'après ce qui précède, comment il est possible d'amener des éléments chimiques à l'émission de spectres de raies en élevant la température moyenne de leurs vapeurs. Il faut d'abord créer des atomions positifs en faisant agir un ionisateur sur les atomes neutres ; pour les alcalis et les terres alcalines, les phénomènes qui se produisent dans la flamme suffisent ; les autres éléments doivent être ionisés par le choc des rayons cathodiques (électronions négatifs à grande vitesse) de la couche négative ou de la colonne lumineuse positive dans l'effluve ou dans l'arc. Quand les ions existent, il faut leur communiquer de grandes vitesses de translation en élevant beaucoup la température moyenne soit par un courant électrique de forte intensité, soit par les phénomènes de combustion; plus la température est élevée, et plus la radiation est intense, particulièrement celle des courtes longueurs d'ondes. La faible émission du spectre de raies qui se produit dans la colonne lumineuse positive ou dans la couche négative pour une température moyenne basse ne correspond pas à un équilibre entre la radiation et la translation, mais est due à l'ébranlement d'un atomion par suite d'une collision.

Les résultats qui précèdent s'appliquent au calcul théorique de l'étalement d'une raie par l'effet de doublet. Les intensités des longueurs d'ondes pour les différentes vitesses du rayon visuel ne sont pas seulement proportionnelles au nombre des particules de même vitesse, mais sont en outre une fonction du carré de la vitesse. Cela est vrai pour le cas de l'équilibre entre la radiation et la translation : dans le cas de l'équilibre purement thermodynamique seul, il faut faire le calcul d'après la loi de Maxwell-Boltzmann.

Finalement ces résultats s'appliquent aux corps célestes. La translation d'un de ces corps, rapportée à un observateur fixe, doit être liée à l'émission des oscillations optiques propres de ses particules. L'émission lumineuse peut être encore faible pour une vitesse de 10^6 centimètres par seconde, mais doit croître rapidement avec le carré de la vitesse et produire ainsi une diminution de l'énergie cinétique. Si le corps céleste consiste en une partie solide et une partie ga-

zeuse, et si l'émission lumineuse des deux parties est différente d'après les oscillations optiques propres de leurs molécules, il se produit, pour une grande vitesse de translation, un déplacement des deux parties l'une par rapport à l'autre. Si la translation a lieu par rapport à un corps central et si la vitesse augmente quand on approche de celui-ci, le déplacement s'oriente par rapport au corps central. Si la température est relativement basse, pour une grande vitesse la partie solide doit émettre un spectre continu ; la partie gazeuse ne peut émettre aucun spectre de raies élémentaire, car il n'y existe encore aucun ion, mais peut, dans certaines circonstances, émettre un spectre de bandes dû à des gaz ou à des vapeurs chimiquement composées. Aux températures élevées, le spectre de bandes disparaît par suite de la décomposition thermique de ses supports ; au contraire le spectre de raies des atomions qui se produisent le plus facilement et à des vitesses relativement faibles peut être produit par suite de la translation. Il y aurait lieu d'étudier l'exactitude de ces faits sur des comètes dont la vitesse atteint $5^{cm},10^7$ par seconde.

Intensité de radiation de différentes séries en fonction de la vitesse de translation. — On a vu comment l'intensité de radiation dépend, dans les limites d'une série de raies, de la vitesse de translation : le minimum d'intensité entre la raie fixe et la bande des raies déplacées est d'autant plus grand que la longueur d'ondes est plus courte. On peut se demander quelles différences se produisent, au point de vùe de la nature de l'effet de doublet entre différentes séries du même élément ou de différents éléments. Sous la dénomination « nature de l'effet de doublet » l'auteur entend la répartition de l'intensité dans les bandes des raies déplacées et, avant tout, la largeur du minimum d'intensité. D'après ce qui précède, on sait que plus est large le minimum d'intensité entre la raie fixe et la bande des raies déplacées pour une longueur d'ondes déterminée λ_1, plus doit être grande la vitesse de translation (température) pour que, pour un même nombre de particules, l'intensité de radiation S_1 soit la même : si pour deux séries différentes la largeur du minimum d'intensité, calculée pour la même longueur d'ondes, a des valeurs différentes, la série dans laquelle le minimum d'intensité est le plus large apparaît seulement aux plus grandes vitesses de translation (températures).

Le mercure possède une série principale de doublets (atomions monovalents) dont le premier terme est la raie 2536,72 ; il possède en outre deux séries de triplets (atomions bivalents) auxquelles appartiennent, par exemple, les raies 4046,78 et 3131,68. En outre, il y a dans le spectre du mercure des raies d'une autre nature (atomions plurivalents), par exemple la raie 4078,05. Si l'on compare entre elles les natures de l'effet de doublet des trois groupes de raies, leurs grandes différences sautent immédiatement aux yeux. Le minimum d'intensité est très petit pour 2536,72 ; il est plus grand et plus net pour 4046,78 et 3131,68 ; il est beaucoup plus grand pour 4078,05 : la bande des lignes déplacées est ici réduite à une raie étroite. On doit en conclure que la raie 2536,72 possède une intensité sensible pour des vitesses de translation relativement faibles de leurs atomions. Au contraire, ce n'est qu'aux vitesses de translation (températures) plus élevées que les raies des séries de triplets sont perceptibles ; et la raie 4078,05 exige des vitesses encore beaucoup plus grandes pour présenter une intensité sensible lors de l'équilibre entre la radiation et la translation. Les phénomènes présentés par les trois groupes de raies vis-à-vis d'une élévation de la température moyenne sont tout à fait analogues. La raie 2536,72 apparaît déjà à la température du bec Bunsen ; toutes les autres raies du mercure ne sont pas perceptibles dans le bec Bunsen. Au laboratoire de la maison Heræus, on a pu constater que, en élevant la pression, c'est-à-dire la température moyenne dans l'arc au mercure, l'intensité de la raie 4078,05 croît beaucoup plus vite que l'intensité de la raie 4046,78.

Comme l'a constaté M. Hermann en étudiant l'effet du doublet dans l'azote, le minimum d'intensité entre la raie fixe et la bande des raies déplacées se produit aussi pour les raies de l'azote, et le minimum est plus large et mieux défini pour ce gaz que pour l'hydrogène. On doit en conclure que, pour l'azote, il faut une plus grande énergie de translation pour l'émission du spectre de raies que dans l'hydrogène. En fait, les raies apparaissent dans l'hydrogène pour une chute cathodique de 1 000 volts des rayons-canal ; celles de l'azote sont au contraire, à peine perceptibles pour 1 000 volts de chute

cathodique. On sait aussi que le spectre de raies de l'hydrogène peut être obtenu dans la colonne positive de l'étincelle électrique pour de plus faibles intensités de courant (températures plus basses) que le spectre de raies de l'azote.

R. V.

Sur l'émission de particules négativement chargées produite par les rayons-canal. — **L. W. Austin.** — *Physical Review*, mai 1906.

L'auteur a étudié si le choc des rayons-canal contre un métal peut produire des radiations secondaires. Les rayons-canal consistant en particules positivement chargées de dimensions moléculaires, se déplaçant avec une vitesse fréquemment supérieure à 10^8 centimètres par seconde, il semblait probable qu'ils donnassent lieu à des rayons positifs réfléchis, analogues aux rayons cathodiques réfléchis, et peut-être aussi à une émission de particules négatives.

La première expérience a montré que la réflexion des rayons-canal est entièrement masquée par une émission secondaire négative. Le phénomène présente beaucoup d'irrégularité, et, par suite de ce fait, il est impossible d'obtenir des résultats quantitatifs aussi exacts que dans le cas des rayons cathodiques. D'ailleurs Wien avait observé aussi des irrégularités dans la détermination du rapport e/m pour les rayons-canal, et il semble possible que ces irrégularités proviennent des mêmes causes dans les deux cas. Comme explication des résultats de Wien, J.-J. Thomson a supposé que les charges de quelques-unes des particules positives sont neutralisées par les électrons quand elles traversent les gaz et sont ionisées quand elles rencontrent un solide, devenant ainsi aptes à produire la fluorescence. Si l'on suppose que de telles particules neutres sont aussi capables de produire l'émission négative, on peut s'expliquer les irrégularités constatées.

On sait que l'émission négative produite quand des rayons cathodiques rencontrent un métal, augmente rapidement avec l'angle d'incidence. Des observations ont été faites par l'auteur pour voir s'il en est également ainsi dans le cas de rayons-canal. Le résultat a montré que le courant dans le galvanomètre croît rapidement avec l'angle d'incidence et est de 40 % plus grand pour un angle de 70° que pour un angle nul.

En ce qui concerne le mécanisme de la radiation secondaire, il est impossible de rien dire de précis. La radiation se produisant dans un espace où il n'existe aucune différence de potentiel, puisque tout est relié à la terre, l'énergie nécessaire pour la séparation des particules et pour la production de leur vitesse doit provenir des rayons-canal eux-mêmes, à moins qu'on n'admette que le choc de ceux-ci contre un métal rende les atomes de ce dernier radio-actifs, de telle sorte que les électrons soient expulsés par une sorte d'explosion. Mais le fait que l'émission d'électrons est plus intense pour de grands angles d'incidence est difficile à expliquer, particulièrement quand les rayons-canal ne peuvent pas pénétrer dans la surface du métal, et l'explication de J.-J. Thomson relative à l'accroissement d'émission pour de grands angles d'incidence des rayons cathodiques ne peut plus être admise.

Pour l'émission d'électrons négatifs sous l'effet d'un bombardement de particules positives, on se trouve à peu près dans les mêmes conditions que pour le passage de l'électricité négative dans les gaz à la cathode lors d'une décharge ordinaire dans le vide, puisqu'on admet généralement, dans ce cas, que les particules négatives sont libérées par le choc de particules positives contre la cathode. Si le mécanisme est le même dans les deux cas, les résultats qui précèdent donnent un moyen pour étudier dans des conditions plus simples la nature de cette portion de décharge dans le vide.

Les conclusions de cette étude sont les suivantes :

Quand des rayons-canal rencontrent une surface métallique reliée à la terre, il se produit une faible réflexion diffuse de ces rayons.

Il se produit aussi une émission diffuse des particules négatives ayant des vitesses très différentes.

Cette émission négative augmente avec l'angle d'incidence des rayons-canal et est probablement analogue à l'émission négative secondaire produite par les rayons cathodiques.

R. V.

Mesure de temps très courts par la décharge d'un condensateur. — **Devaux-Charbonnel.** — *Académie des Sciences*, 14 mai 1906.

On emploie souvent, pour produire un phénomène dont on veut connaître la durée, deux

leviers actionnant des contacts électriques. Le premier permet au phénomène de commencer, le deuxième le fait cesser. La durée est estimée par le temps qu'un mobile quelconque, pendule, corps qui tombe, etc., met à franchir la distance entre les deux leviers. Cette façon de procéder conduit à des résultats peu précis quand le temps à mesurer est très court ; de plus, elle ne permet guère d'estimer le temps que les leviers eux-mêmes mettent à fonctionner.

On peut, en utilisant la décharge d'un condensateur à travers une résistance, réaliser une méthode beaucoup plus commode, beaucoup plus simple, et dont les résultats sont d'une précision remarquable.

Supposons, par exemple, qu'on veuille déterminer le temps qu'un levier met à passer d'un butoir à l'autre. On prend un condensateur de capacité C shunté par une résistance R. Une des faces est reliée au premier pôle d'une pile et à la borne d'entrée d'un galvanomètre balistique ; l'autre face est réunie au levier ; le butoir de repos est rattaché au second pôle de la pile, le butoir de travail à la borne de sortie du galvanomètre. Quand le levier quitte le butoir de repos, le condensateur se décharge en partie sur lui-même à travers la résistance R ; dès qu'il atteint le butoir de travail, la charge restante passe à travers le galvanomètre. On compare l'élongation à celle fournie au préalable par la décharge totale. Le pour cent de charge restante est égal à $e^{-\frac{t}{CR}}$; sa valeur permet de calculer t en fonction de C et de R.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Nouvel appareil de chargement mécanique pour chaudières. — *Elektrische Bahnen und Betriebe*, 23 mai 1906.

Cet appareil, nommé catapulte et construit par Topf und Söhne, est représenté par la figure 1. Il comprend un dispositif d'alimentation, un appareil de chargement, une plaque de fondation, un arbre de commande, et les fermetures pour le feu et pour les cendres. Le dispositif d'alimentation consiste en une trémie en fonte. Le charbon, placé à la main ou automatiquement dans cette trémie, descend par son poids sur un plateau d'où il tombe sur la sole du distributeur. Le plateau à coulisse effectue trois mouvements de va-et-vient d'amplitudes différentes, de sorte que le charbon tombe, les trois fois, en quantités inégales sur la sole du distributeur. Celui-ci consiste en une pelle qui, pendant que le charbon tombe, est immobile en arrière de celui-ci et qui, de temps en temps, lance le charbon à une certaine distance. Cette distance a trois valeurs différentes correspondant aux trois valeurs de l'amplitude du mouvement de va-et-vient du plateau supérieur.

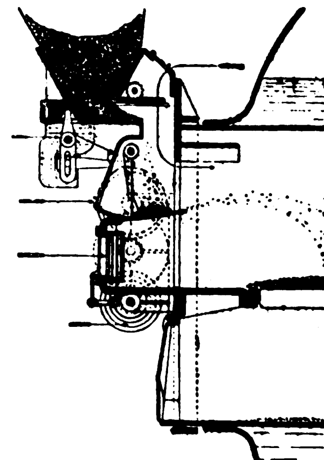


Fig. 1.

Cet appareil présente l'avantage de permettre l'emploi de charbons de différentes grosseurs ; l'adoption de trois distances de projection, correspondant à trois quantités différentes de charbon, donne d'excellents résultats. En effet, le feu est beaucoup plus intense vers le fond que vers le bord du foyer : si la pelle envoyait partout des quantités de charbon égales, le fonctionnement serait défectueux. L'adduction du charbon peut être réglée de trois façons différentes, de sorte que le chargement automatique fait suivre toutes les variations de la charge appliquée aux chaudières.

B. L.

Appareil pour l'étude expérimentale de différents phénomènes des courants alternatifs. — **Simons.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 10 mai 1906.

A l'Institut électrotechnique de Dantzig, on a construit un appareil qui permet d'étudier différents phénomènes présentés par les courants alternatifs, en particulier dans les transformateurs.

La disposition de cet appareil est indiquée par la figure 1. La culasse d'un transformateur ordinaire peut recevoir un mouvement de rota-

tion autour de l'axe de l'appareil, constitué par un fer à cheval en tôles assemblées. Sur les deux noyaux de ce transformateur sont placées quatre bobines *abcd*: la partie mobile porte une bobine de même nombre de tours mais en fil fin dont les extrémités sont reliées à des bagues et une seconde bobine comprenant un petit nombre de tours d'un fil plus gros. Les extrémités de cette bobine sont reliées à des bagues et à un collecteur à deux coquilles.

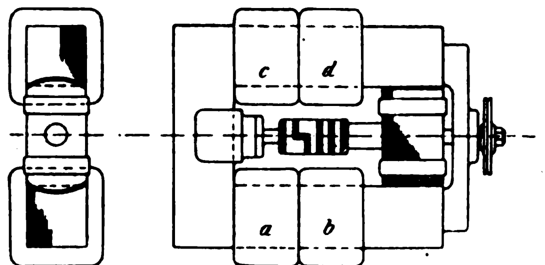


Fig. 1.

On peut, avec cet appareil, faire les expériences suivantes :

1° Production d'une f. é. m. alternative :

a) Avec inducteur tournant et induit fixe,

b) Avec inducteur fixe et induit tournant,

c) Avec inducteur fixe et induit fixe.

On peut ainsi déterminer l'influence de l'intensité de champ, de la vitesse de rotation et du nombre de tours.

2° Production d'une f. é. m. redressée.

3° Phénomènes présentés par une bobine de self-induction ayant un circuit magnétique plus ou moins fermé. La résistance apparente varie, pour 50 périodes et 120 volts, entre 8 et 40 ohms pour une bobine, suivant la position de l'induit, tandis que la résistance ohmique s'élève à 0,15 ohms environ.

4° Phénomènes présentés par un transformateur. Le courant magnétisant peut être considéré comme remplaçant le courant continu d'excitation dans le cas où l'on fait tourner l'inducteur, excité par du courant continu. Le travail fourni par le moteur d'entraînement représente, déduction faite des frottements, le travail de l'hystérésis et des courants de Foucault dans le transformateur. La dispersion est expliquée par l'expérience suivante. La bobine *a* sert de primaire et *c* de secondaire ; les bobines *b* et *d* sont reliées en série, non chargées, mais connectées à un voltmètre. Elles présentent une chute de tension, quoique la tension soit constante en *a*, quand on charge la bobine *b*. L'augmentation uniforme de la tension de dispersion avec l'intensité du courant primaire ou secondaire est indiquée nettement par l'expérience Comme avec une forte dispersion, on peut alimenter le transformateur avec la même tension primaire depuis la marche à vide jusqu'au court-circuit, on peut atteindre une valeur élevée pour la puissance, le rendement et le cos φ.

5° En traçant le diagramme des intensités primaires, on peut voir que les extrémités des vecteurs sont sur un cercle pour une charge non inductive.

6° En employant les bobines *a* et *b*, on peut répéter les expériences pour un transformateur à faible dispersion, en reliant en série les bobines *c* et *d*.

7° L'influence sur la chute de tension d'une charge inductive ou non inductive peut être montrée par l'emploi des bobines *a* et *c*.

B. L.

Sur les essais en charge des moteurs triphasés. — **R. Moser.** — *Elektrotechnische Zeitschrift.*

Si l'on trace le diagramme simple du cercle indiqué par Heyland, on sait que chaque valeur du courant absorbé est représentée par un segment de droite compris entre l'origine et le cercle, cette droite faisant avec l'axe des ordonnées l'angle φ correspondant au décalage entre le courant et la différence de potentiel aux bornes, et le segment compris sur l'axe des abscisses entre l'origine et le cercle représentant le courant à vide.

Si l'on veut étudier ce qui se passe quand la saturation est augmentée de 10 %, c'est-à-dire, par exemple, quand la différence de potentiel aux bornes du moteur est élevée à 1 100 volts au lieu de 1 000 volts, on porte sur l'axe des abscisses, à partir de l'origine, une longueur égale au courant à vide à 1 100 volts : si l'on suppose que le courant de court-circuit a crû dans le même rapport que le courant à vide, on augmente dans ce rapport le segment compris entre l'origine et le second point d'intersection du cercle avec l'axe des abscisses : on obtient ainsi deux points déterminant, sur l'axe des abscisses, le diamètre du cercle de Heyland. On voit alors que, quand la saturation varie, l'aug-

mentation de courant absorbé pour différentes charges est proportionnelle à la variation du courant à vide.

L'hypothèse que le courant de court-circuit varie comme le courant à vide n'est pas absolument exacte : il ne croît pas, en réalité, aussi vite que le courant à vide, mais croît, malgré tout, plus vite que la saturation. La différence est assez faible pour que l'on puisse opérer comme il a été dit.

La puissance absorbée, pour une même valeur du cos φ, est $A = EJ \cos \varphi \sqrt{3}$ pour 1 000 volts et $A' = E'J' \cos \varphi \sqrt{3}$ pour 1 100 volts. Soient N et N' les flux à 1 000 et 1 100 volts. On a $E' = EN'/N$, et $J' = J i'_0/i_0$, en appelant i_0 et i'_0 les courants à vide, d'après ce qui a été dit ci-dessus. On en déduit l'équation :

$$A' = EJ \cos \varphi \sqrt{3} \frac{N'}{N} \frac{i'_0}{i_0} = A \frac{N'}{N} \frac{i'_0}{i_0}. \qquad (1)$$

On voit donc que la puissance wattée absorbée à différentes charges par un moteur varie, pour différentes saturations et une fréquence invariable, comme le produit de la saturation par le courant à vide.

Quant au glissement, rapport des pertes Joule dans l'induit à la puissance totale transmise à l'induit, il reste à peu près invariable quand la fréquence n'est pas modifiée. En effet, les pertes dans le cuivre de l'induit sont proportionnelles au carré des courants, c'est-à-dire varient comme le carré du courant à vide. Les puissances absorbées par le moteur et le rendement étant supposés invariable, les puissances transmises à l'induit sont dans le rapport de $N' i'_0$ à $N i_0$. Le rapport de glissement est donc

$$\sigma'/\sigma = \left(\frac{i'^2_0}{N' i'_0}\right) \Big/ \left(\frac{i^2_0}{N i_0}\right) = \left(\frac{i'_0}{i_0}\right) \Big/ \left(\frac{N'}{N}\right). \qquad (2)$$

Or, on peut admettre approximativement que ces deux rapports varient proportionnellement l'un à l'autre, d'où $\sigma' = \sigma$. En réalité, le glissement augmente un peu avec la saturation, car le rapport des courants à vide augmente ou diminue un peu plus rapidement que le rapport du flux.

Connaissant la valeur des courants de la puissance absorbée et du glissement, on a tout ce qu'il faut pour calculer les autres grandeurs électriques intéressantes du moteur. Quand on veut employer cette méthode pour déterminer les nouvelles courbes relatives à une autre saturation, il est commode d'établir un tableau dont la première colonne indique les watts en chiffres ronds, et les autres colonnes le courant, le glissement et le facteur de puissance. On fait le calcul comme cela a été indiqué, c'est-à-dire en multipliant les watts par la valeur du rapport $N' i'_0 / N i_0$, les ampères par i'_0/i_0 et les glissements par $(i'_0/i_0)/(N'/N)$. Avec les nouvelles valeurs obtenues pour les watts et les ampères, on peut déterminer plus exactement la valeur de cos φ.

Les pertes dans le rotor sont proportionnelles, comme on l'a vu, aux carrés des courants à vide. Il en est de même des pertes Joule dans le stator. Les pertes par courants de Foucault croissent avec le carré des saturations, et les pertes par hystérésis comme la puissance 1,6 de celle-ci. Les pertes par frottement peuvent être considérées comme invariables. En première approximation, on peut admettre que la somme des pertes varie à peu près de la même manière que la puissance absorbée. Dans ces conditions, le rendement reste à peu près invariable, comme on l'a supposé au début. En effet, soit η le rendement, L la puissance produite, V les pertes, A la puissance absorbée ; on a :

$$\eta = \frac{L}{A} = \frac{A - V}{A} = 1 - \frac{V}{A}.$$

Le rapport V/A conservant la même valeur, le rendement η est invariable. Quand la saturation est modifiée, on a :

$$\frac{L'}{L} = \frac{\eta' A'}{\eta A} = \frac{A'}{A} = \frac{N' i'_0}{N i_0}. \qquad (3)$$

L'auteur donne deux exemples pour montrer l'application du procédé indiqué.

1° Connaissant φ, σ, η, J et A pour un moteur à 1 000 volts et 50 périodes, il s'agit de déterminer les mêmes grandeurs pour une saturation de 10 °/₀ plus faible, c'est-à-dire pour 900 volts, 50 périodes et une puissance de 50 chevaux.

On a $N'/N = E'/E = 1000/900 = 1,11$. Les courants à vide sont déterminés par la caractéristique sur laquelle on relève : pour 1 000 volts, $i'_0 = 13,35$; pour 900 volts, $i_0 = 11,7$, d'où l'on déduit la valeur de $i'_0/i_0 = 1,14$. La puissance correspondante à 1 000 volts est :

$L' = L(N'/N)(i'_0/i_0) = 50 . 1,11 . 1,14 = 50 . 1,266$
$= 63,3$ chevaux.

Sur les courbes de charge à 63,3 chevaux, on trouve les valeurs suivantes : cos $\varphi = 0,89$;

$\sigma' = 2\ {}^{\circ}/_{\circ}$; $J' = 33{,}5$ ampères ; $\eta' = 90{,}3\ {}^{\circ}/_{\circ}$; $A' = 51{,}5$ kilowatts. Donc, pour 900 volts et 50 périodes, le moteur a un $\cos\varphi = 0{,}89$ et un rendement $\eta = \eta' = 90{,}3\ {}^{\circ}/_{\circ}$. Les autres valeurs sont les suivantes :

$$J = J'(i_0/i'_0) = 29{,}4 ;$$

$$\sigma = \left(\frac{i}{i'_0}\right) \Big/ \left(\frac{N}{N'}\right) = 2 . \frac{1{,}11}{1{,}14} = 1{,}95$$

$$A = A'(N/N')(i_0/i'_0) = 40{,}7 \text{ kw.}$$

Si l'on veut calculer exactement le rendement, on détermine sur les courbes les pertes dans le fer (1 910 watts), le frottement (600 watts), la résistance totale du stator (1 ohm). Le rendement est alors de 90 °/₀ ;

2° Conditions électriques de ce même moteur pour une saturation de 30 °/₀ plus élevée et une charge de 150 chevaux.

La différence de potentiel aux bornes est de 1 300 volts. On a $N'/N = E'/E = 1\,000/1\,300 = 0{,}77$. D'après la courbe, $i_0 = 21{,}9$ à 1 300 volts, d'où l'on déduit $i'_0/i_0 = 0{,}61$. La puissance correspondante à 1 000 volts est

$$L' = L(N'/N)(i'_0/i_0) = 150 . 0{,}77 . 0{,}61$$
$$= 70{,}5 \text{ chevaux.}$$

Le $\cos\varphi$, pour 1 300 volts et 150 chevaux, est donc le même que pour 1 000 volts et 70,5 chevaux et est égal à 0,898. On trouve directement sur la courbe caractéristique :

$\sigma' = 2{,}24$; $J' = 36{,}9$; $\eta' = 90{,}4$; $A' = 57{,}3$.

Pour 1 300 volts et 150 chevaux, on trouve donc

$$\sigma = \sigma'(i_0/i'_0)/(N/N') = 2{,}24 . (0{,}77/0{,}61)$$
$$= 2{,}83\ {}^{\circ}/_{\circ},$$

$$J = J'(i/i'_0) = 36{,}9/0{,}61 = 60{,}5,$$

$$A = A'(N/N')(i_0/i'_0) = 57{,}3/0{,}47 = 122 \text{ kw.}$$

De ce dernier chiffre, on déduit comme valeur du rendement η le chiffre 90,7 au lieu du chiffre $\eta = \eta' = 90{,}4$.

On a supposé, jusqu'à présent, que la fréquence restait invariable. On peut étudier de la même façon l'effet d'une variation de fréquence : on supposera d'abord que la saturation ne varie pas. La saturation et le $\cos\varphi$ étant invariables, le diagramme d'Heyland reste le même ; E seulement varie et, avec lui, la puissance absorbée A. Si l'on suppose le rendement à peu près invariable, la puissance produite varie à peu près comme la puissance absorbée ou comme la fréquence. Le glissement varie comme l'inverse de la puissance. Le courant reste invariable. L'auteur donne l'exemple suivant :

3° Déterminer la grandeur électrique du moteur précédent fonctionnant à 40 périodes et produisant une puissance de 70 chevaux.

Le moteur travaillera alors sous une tension de $1\,000(40/50) = 800$ volts. Supposant le nouveau régime de fonctionnement connu, on passe de la fréquence $f = 40$ à la fréquence $f' = 50$, et l'on a :

$$L' = L(50/40) = 70 . 1{,}25 = 87{,}5 \text{ chevaux ;}$$

On lit alors, sur la courbe caractéristique, les valeurs suivantes correspondant à 87,5 chevaux :

$\cos\varphi' = 0{,}908$; $J' = 45{,}2$; $\sigma' = 2{,}92$; $\eta' = 90$; $A' = 71{,}4$.

Pour 40 périodes et 70 chevaux on trouve les valeurs suivantes :

$$J = J' = 45{,}2 ; \quad \cos\varphi = \cos\varphi' = 0{,}908,$$
$$\sigma = \sigma'(f'/f) = 2{,}92 . 1{,}25 = 3{,}65,$$
$$A = A'(f/f') = 71{,}4/1{,}25 = 57{,}1,$$
$$\eta = \eta' = 90.$$

Plus exactement, en déterminant les pertes dans le fer (1 700 watts) et par frottements (440 watts), on trouve $A = 57{,}6$ et $\eta = 89{,}4$.

Si l'on veut déterminer les conditions pour une fréquence différente et une saturation différente, on fait les deux modifications l'une après l'autre. L'exemple suivant permet de se rendre compte de ce calcul :

4° Soit à calculer les grandeurs électriques du même moteur pour 60 périodes et 110 chevaux, la saturation étant les 0,9 de celle pour laquelle les courbes ont été relevées. On a

$$L' = L(N'/N)(i'_0/i_0)(f'/f).$$

Les courants à vide, déterminés sur la caractéristique, sont $i'_0 = 13{,}35$ à 1 000 volts et $i_0 = 11{,}7$ à $0{,}9 \times 1\,000 = 900$ volts. On en déduit $L' = 116$ chevaux. Sur les courbes, on trouve pour 116 chevaux les valeurs suivantes : $\eta' = 89{,}3$;

$\cos\varphi' = 0{,}91$; $J' = 60{,}6$; $A' = 95{,}5$; $\sigma' = 4{,}17$.

Pour le régime de fonctionnement étudié, on trouve :

$$\cos\varphi = \cos\varphi' = 0{,}91,$$
$$J = J'(i_0/i'_0) = 53{,}2,$$
$$\sigma = \sigma' \frac{(i_0/i'_0)}{(N/N')} . \frac{f'}{f} = 4{,}17 . \frac{1{,}11}{1{,}14} . 0{,}833 = 3{,}38,$$
$$A = A'(N/N')(i/i'_0)(f/f') = 90{,}5,$$
$$\eta = \eta' = 89{,}3.$$

Plus exactement, si l'on évalue à 2600 watts les pertes dans le fer pour une saturation de 0,9 et 60 périodes et les pertes par frottements à 800 watts, on trouve $\eta = 89,9$ et $A = 90,1$.

B. L.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Détermination des résistances d'isolement individuelles dans les réseaux à trois conducteurs. — **E. Müllendorf.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 24 mai 1906.

L'auteur suppose que le conducteur neutre de l'installation n'est pas relié à la terre et prend comme exemple le cas d'une installation à trois conducteurs dont on a déterminé la différence de potentiel e_1 du conducteur positif et la différence de potentiel e_2 du conducteur négatif par rapport à la terre. Soient E_1 et E_2 les différences de potentiel entre conducteurs sur les deux ponts du réseau (pont positif et pont négatif). On modifie ces deux différences de potentiel qui deviennent E'_1 et E'_2: la différence de potentiel e'_2 prend en général une nouvelle valeur. Soient w_1 la résistance du conducteur positif, w_2 celle du conducteur négatif et w_0 celle du conducteur neutre par rapport à la terre. On a les relations suivantes :

$$\left.\begin{aligned} e_1\left(\frac{1}{w}+\frac{1}{W}\right) &= \frac{E_1}{w_0}+\frac{E_1+E_2}{w_2} \\ e_2\left(\frac{1}{w}+\frac{1}{W}\right) &= \frac{E_2}{w_0}+\frac{E_1+E_2}{w_2} \\ e'_2\left(\frac{1}{w}+\frac{1}{W}\right) &= \frac{E'_2}{w_0}+\frac{E'_1+E'_2}{w_2}, \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

en appelant w la résistance intérieure de l'appareil employé pour la mesure de la différence de potentiel par rapport à la terre et W la résistance totale du réseau par rapport à la terre, c'est-à-dire que $\frac{1}{W} = \frac{1}{w_0}+\frac{1}{w_1}+\frac{1}{w_2}$.

On a :

$$\frac{1}{w}+\frac{1}{W} = \frac{1}{w}\left[\frac{E_1+E_2}{E_1+E_2-(e_1+e_2)}\right].$$

La condition nécessaire et suffisante pour que l'on puisse déterminer les trois résistances d'après l'équation 1 est la suivante :

$$E_1E'_2 \gtrless E_2E'_1. \quad (2)$$

On ne doit donc pas, en particulier, choisir $E_1 = E_2$ et $E'_1 = E'_2$. A part cela, le choix de ces quatre différences de potentiel est absolument arbitraire. Quand la condition (2) est remplie, l'équation (1) donne les valeurs suivantes :

$$\left.\begin{aligned} w_1 &= w\frac{(E_1E'_2-E_2E'_1)\{E_1+E_2-(e_1+e_2)\}}{(E_1+E'_2)(e_2E'_2-e'_2E_2)} \\ w_2 &= w\frac{(E_1E'_2-E_2E'_1)\{E_1+E_2-(e_1+e_2)\}}{(E_1+E_2)(e_1E'_2-e'_2E_1)+(E'_1+E'_2)(e_2E_1-e_1E_2)} \\ w_0 &= w\frac{(E_1E'_2-E_2E'_1)\{E_1+E_2-(e_1+e_2)\}}{(E_1+E_2)\{(E_1+E_2)e'_2-(E'_1+E'_2)e_2\}}. \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Le calcul est simplifié en ce que le numérateur de ces trois valeurs n'exige qu'un seul calcul.

Pour être certain que la condition (2) est remplie, et pour se placer dans des conditions avantageuses pour la mesure, on peut, partant d'une différence de potentiel moyenne ou normale E entre le conducteur neutre et les conducteurs extérieurs, réaliser des différences de potentiel $E_1 = E + a$ et $E_2 = E - a$, puis $E'_1 = E - a$ et $E'_2 = E + a$. On a alors, pour la formule précédente, la forme simplifiée suivante :

$$\left.\begin{aligned} w_1 &= 2aw\frac{2E-(e_1+e_2)}{E(e_2-e'_2)+a(e_2+e'_2)} \\ w_2 &= 2aw\frac{2E-(e_1+e_2)}{E(e_2-e'_2)+a(2e_1+e_2-e'_2)} \\ w_0 &= aw\frac{2E-(e_1+e_2)}{E(e'_2-e_2)}. \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

Si la mesure n'est pas faite en exploitation normale, on peut donner à a toutes les valeurs comprises entre 0 et E. Pour obtenir le maximum d'exactitude, il est bon de prendre une valeur assez grande. Quand la mesure est faite pendant le service normal, on ne peut généralement pas donner à a une valeur supérieure à 2 °/₀ de E. Si l'on adopte cette valeur, les équations (4) se transforment en les suivantes :

$$\left.\begin{aligned} w_1 &= 2w\frac{2E-(e_1+e_2)}{51e_2-49e'_2} \\ w_2 &= 2w\frac{2E-(e_1+e_2)}{2e_1-51(e'_2-e_2)} \\ w_0 &= w\frac{2E-(e_1+e_2)}{50(e'_2-e_2)}. \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

On voit, d'après les équations (5) que, dans ce cas, la valeur trouvée e'_2 est liée à de très étroites

limites et ne peut différer que très peu de la valeur e_2. En effet, on doit avoir l'inégalité :

$$1{,}04\, e_2 > e'_2 > e_2.$$

Dans ces conditions, et du fait que la valeur de *a* a été supposée invariable pour tous les défauts, ce qui n'est pas vrai en pratique, il est évident que toutes les mesures d'isolement reposant sur des modifications de tension pendant le service normal ne peuvent donner des résultats suffisamment exacts que si l'on prend la moyenne d'un grand nombre de mesures successives. Le fait que la tension varie forcément un peu pendant le service normal rend encore moins exacts les résultats de ces mesures.

B. L.

Calcul de la chute de tension dans les feeders. — **Wallace.** — *Elektrotechnick und Maschinenbau*, 20 mai 1906.

L'auteur indique une méthode pour le calcul de la chute de tension dans les feeders correspondant au maximum d'économie.

La section du feeder en millimètres carrés est donnée par la formule

$$S = \frac{11{,}1 \times 0{,}3\, l \times A}{1\,600 \times V},$$

l étant la longueur en mètres ;
A l'intensité du courant en ampères ;
V la tension en volts.

Si l'on fait abstraction des pertes dans le conducteur de retour (en traction), la constante est 10,16 au lieu de 11,1, c'est-à-dire de 8,5 °/₀ plus petite. Si l'on tient compte des frais de production annuels par kilowatt à l'usine génératrice, on a :

$$V = \frac{E}{2}\left(1 - \frac{QT + \frac{M}{E^2} - \sqrt{\frac{M}{E^2}\left(QT + \frac{M}{E^2}\right)}}{QT}\right),$$

en désignant par E la tension aux bornes des générateurs, Q les frais de production du courant par kilowatt-an, T le nombre d'heures de service par jour, et M une constante.

La section calculée peut être représentée par une courbe ; la section à l'origine correspond à celle que donne la loi de Kelvin. La méthode suppose la connaissance d'une charge moyenne par tronçon de feeder et la subdivision de celui-ci.

B. L.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Sur les tubes à hélium employés comme indicateurs d'ondes. — **E. Dorn.** — *Drudes Annalen*, n° 6, 1906.

M. Gehrke [1] a trouvé que les tubes à hélium qu'il a employés comme détecteurs d'ondes électriques étaient moins sensibles que les tubes de Warburg contenant de l'azote avec du sodium introduit électrolytiquement.

L'auteur a fait préparer cinq tubes à hélium avec du sodium introduit électrolytiquement et les a envoyés à cet expérimentateur. Celui-ci les employa avec un excitateur de Blondlot disposé comme l'a indiqué Drude et constata qu'ils étaient plus sensibles et plus lumineux que les tubes de Warburg.

L'auteur a pu faire également une expérience comparative et a trouvé, avec une bobine de résonance de Drude, que quatre des tubes à hélium avec sodium étaient équivalents au tube de Warburg essayé, et que le cinquième lui était supérieur.

L'auteur fit ensuite préparer des tubes à hélium avec de l'amalgame de potassium. Ces tubes avaient une forme cylindrique avec une électrode ; ils avaient environ 20 centimètres de longueur et 1cm,1 de diamètre. Plusieurs séries d'expérience furent faites sur ces tubes, parmi lesquelles l'auteur cite les suivantes. Les tubes supportés par un pied en bois furent placés verticalement au-dessus d'une bobine de résonance de Drude. Le tableau suivant indique les résultats obtenus.

NATURE du TUBE EMPLOYÉ	PRESSION dans LE TUBE	DISTANCE À LAQUELLE LE TUBE était lumineux
Warburg	»	65 mm.
HeNa	5	60
HeNa	5	65
HeNa	3	78
HeK	5	64
HeK	3	72
HeK	3	96
HeK	2	70
HeK	1	82
HeK	0,5	120
He	5	44
He	3	38

[1] Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIV, 2 septembre 1905, page 357.

L'application de ces tubes varie avec le but des expériences : les tubes à $0^{mm},5$ de pression, difficiles à fabriquer, sont moins lumineux et blanchâtres.

Avec un appareil spectral puissant de Steinheil, on ne pouvait voir que les raies de l'hélium seules, dans la majorité des tubes à hélium contenant du sodium et du potassium.

Les tubes à hélium avec du sodium et du potassium peuvent trouver un emploi étendu comme appareils de démonstration et pour les appareils de mesure. Une bobine réceptrice de Seibt excitée par une bobine primaire égale produit la luminescence du tube à une distance de $2^m,40$. Un oscillateur de Hertz (plaques de 40 centimètres de côté et fils de 18 millimètres de longueur), étant alimenté par une bobine d'induction, un résonateur de 67 centimètres de diamètre agit à $9^m,20$ sur un tube HeK de 3 millimètres de pression intérieure. L'essai du miroir de Hertz sur les lignes de force électrique réussit parfaitement avec un tube à hélium comme détecteur. De même, ces tubes sont commodes pour toutes les expériences d'ondes stationnaires. Pour les mesures de longueur d'ondes, ils sont précieux.

R. V.

Envoi et réception de messages dans une direction déterminée. — **F. Galliot.** — *The Electrician*, 18 mai 1906.

A la suite de l'article de G. Marconi sur les méthodes propres à assurer la transmission et la réception des ondes dans une direction déterminée ([1]), M. Galliot, de Dijon, fait connaître que ces méthodes et ces résultats sont connus depuis 1900. En collaboration avec le capitaine d'artillerie Ferrand, il a fait à Dijon en 1900 des expériences sur un système inventé et breveté par M. Garcia. Celui-ci avait indiqué, à cette époque, que quand on emploie une antenne horizontale, l'énergie des vibrations de l'éther autour de cette antenne se répartit de telle façon que les surfaces équipotentielles sont des cônes ayant l'antenne pour axe, et que la puissance transmise est maxima le long de cet axe, en décroissant rapidement de chaque côté de façon à être presque nulle à 45° de l'axe. M. Garcia a indiqué la même loi pour l'antenne réceptrice. D'après ces principes, il a réalisé un appareil permettant d'envoyer des signaux dans certaines directions seulement (brevet français 301 264, 1900). Il n'y a pas de différence appréciable entre les résultats obtenus par Garcia en 1900 et ceux indiqués par Marconi en 1906.

R. V.

([1]) Voir *Éclairage Électrique*, t. XLVII, 2 juin 1906, page 355.

Mode de protection des téléphones contre les signaux de télégraphie sans fil. — **C.-R. Siegel.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 20 mai 1906.

L'auteur indique un moyen simple pour empêcher les signaux de télégraphie sans fil d'agir sur les installations téléphoniques. Les oscillations agissent sur les espaces d'air des parafoudres qui protègent les lignes téléphoniques ; à chaque signal morse correspond une étincelle de passage dans le parafoudre et, par suite, un son dans le téléphone : on peut ainsi recevoir tout le message transmis par ondes hertziennes. L'auteur relie simplement à chaque pôle de la ligne l'une des armatures d'un condensateur de faible capacité dont l'autre armature est reliée à la terre. Ces capacités (bouteilles de Leyde de 0,002 à 0,005 microfarad) sont placées d'une façon permanente à proximité du parafoudre et empêchent le passage d'étincelles dans celui-ci, et, par suite, la réception des signaux : les communications téléphoniques ne sont pas du tout troublées, ni affaiblies par cette adjonction. Si la ligne dessert un grand nombre de postes téléphoniques, on ne place des condensateurs qu'au poste le plus proche de la station de télégraphie sans fil.

R. V.

ÉCLAIRAGE

Méthode pour la détermination de l'éclairage des rues. — **Bloch.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 24 mai 1906.

Jusqu'à présent, à part M. Blondel qui, il y a 11 ans, a indiqué cinq points de vue qui sont prépondérants pour l'estimation de l'éclairage des rues ([1]), personne ne s'est occupé de définir une méthode ou un moyen d'appréciation de l'éclairage des rues, et l'on se contente de dire qu'une rue est bien, mal ou moyennement éclairée, sans que cette appréciation repose sur aucune détermination. Il est cependant très désirable que la valeur de l'éclairage des rues puisse

([1]) *L'éclairage public par les lampes à arc.*

être déterminée par des calculs et des mesures simples d'un petit nombre de grandeurs.

Intensité d'éclairement horizontal ou vertical. — L'intensité d'éclairement vertical ne peut pas servir à apprécier l'éclairage d'une rue, car elle n'a pas de valeur pratique ; le visage d'une personne qui fait face à une lampe, par exemple, sera très vivement éclairé, et ne sera plus du tout distinct si cette personne fait demi-tour, quoique la distance de cette personne à la lampe n'ait pas varié. L'intensité lumineuse horizontale, au contraire, répond à quelque chose de bien défini : on peut donc recommander l'emploi de cette grandeur pour l'appréciation de l'éclairage des rues. Mais il reste à déterminer si l'on doit envisager l'intensité horizontale sur le sol ou bien dans un plan horizontal placé à $1^{m},50$ environ de hauteur. La mesure de l'intensité d'éclairement sur le sol présentant des difficultés, tandis que celle de l'intensité d'éclairement à $1^{m},50$ du sol est assez simple, et, en outre, cette dernière répondant le mieux aux besoins de la pratique (lecture) il convient, d'après l'auteur, d'envisager, comme mesure de la valeur de l'éclairage des rues, l'intensité horizontale à $1^{m},50$ du sol.

Intensité horizontale moyenne. — Dans tout éclairage des rues, l'éclairage est réparti d'une façon non uniforme : l'intensité d'éclairement horizontal varie entre une valeur minima et une valeur maxima aux différents points de la rue. Il convient de prendre, pour l'évaluation de l'éclairage de la rue, l'intensité horizontale moyenne d'éclairement E_m. Rigoureusement, on a :

$$E_m = \frac{1}{F}\int E dF = \frac{\Phi}{F},$$

E désignant l'éclairement horizontal aux différents points de la rue à $1^{m},50$ au-dessus du sol et F la surface totale de la rue. L'intégrale correspond au flux total Φ atteignant la surface F. Approximativement, on a

$$E_m = \Sigma E.f/\Sigma f,$$

f représentant la surface d'un petit élément de surface, et E l'éclairement horizontal au centre de celui-ci. Si l'on suppose tous ces petits éléments de surface égaux entre eux, et si l'on prend leur surface comme unité, on a, en appelant z le nombre d'éléments de surface contenus dans la surface totale F :

$$E_m = \Sigma E/z.$$

Cette intégration d'un grand nombre d'éléments de surface peut être faite avec assez de rapidité et d'exactitude, surtout quand on emploie des méthodes d'approximation comme celles qui seront indiquées plus loin.

Uniformité de l'éclairement. — Pour estimer l'uniformité de l'éclairement, on peut prendre la valeur du rapport de la valeur maxima et de la valeur minima à la valeur moyenne de l'éclairement horizontal. Plus la valeur du rapport est voisine de l'unité, et plus l'éclairement est uniforme : il ne doit jamais avoir une valeur trop faible, sans quoi l'éclairage est mauvais.

Donc, la valeur de l'éclairage d'une rue peut être évaluée, en premier lieu, d'après l'éclairement horizontal moyen, et en second lieu, par l'uniformité de l'éclairement. Évidemment, la fixité de la lumière et sa couleur doivent aussi entrer en ligne de compte. Finalement le rendement de l'éclairage, c'est-à-dire le rapport des dépenses à l'éclairage obtenu que l'on peut déterminer par la considération de l'éclairement horizontal moyen, doit être considéré.

Détermination de l'éclairement horizontal. — Cette détermination doit pouvoir être faite d'une façon simple et rapide. L'auteur suppose d'abord qu'une seule lampe soit placée au centre d'une place ronde de diamètre égal à 1 mètre ; la hauteur de la lampe est de 4 mètres au-dessus du plan horizontal situé à $1^{m},50$ du sol. Cette lampe présente, par hypothèse, la répartition de lumière indiquée par la courbe de la partie droite de la figure 1. Pour déterminer, d'après cette courbe,

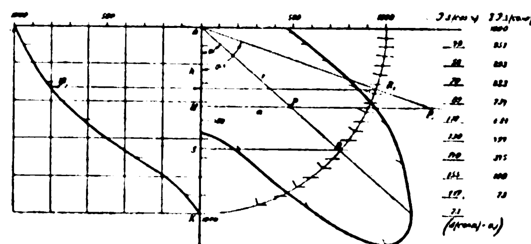


Fig. 1.

l'intensité lumineuse J pour un point P quelconque du plan de mesure à la distance a du pied de la lampe, il faut porter depuis le point O, la hauteur OH vers le bas et mener perpendiculairement la droite $HP = a$; sur la droite OP on peut mesurer, d'après la courbe de répartition de la lumière, l'intensité lumineuse J. L'intensité d'éclairement horizontal pour le point P est

donnée par l'équation $E = J \cos\alpha / r^2$ où α est l'angle HOP et où $r = OP = \sqrt{a^2 + h^2}$. Les grandeurs a et h étant connues, et le cosinus de l'angle HOP étant donné par la formule $\cos\alpha = h/2$, on a :

$$E = \frac{Jh}{\sqrt{a^2+h^2}^3}.$$

Si l'on a calculé E pour un certain nombre de valeurs de a, on peut tracer la courbe de l'intensité d'éclairement horizontale valable pour la hauteur fixée. Pour déterminer l'intensité moyenne d'éclairement horizontale pour une surface circulaire de rayon a_1, il faut diviser cette surface en un certain nombre de cercles concentriques et calculer la surface pour chaque anneau circulaire. On multiplie cette surface par l'éclairement moyen correspondant, et l'on forme la somme de tous les produits ainsi obtenus. En divisant cette somme par la surface totale πa_1^2, on obtient l'intensité d'éclairement horizontal moyenne. Un calcul analogue a été fait par M. Blondel qui envisage, au lieu des éclairements, les flux tombant sur les différentes surfaces annulaires.

L'auteur a cherché une méthode plus simple pour faire ce calcul. D'après la définition donnée plus haut pour l'intensité d'éclairement horizontal moyenne, on a :

$$E_m = \frac{1}{F}\int E dF = \frac{1}{F}\int_0^{\alpha_1} \frac{J\cos\alpha}{r^2} dF.$$

Dans cette expression, on peut poser (fig. 1) :

$$r = h/\cos\alpha$$
$$dF = 2\pi a da = 2\pi h \operatorname{tg}\alpha \, d(h \operatorname{tg}\alpha)$$
$$= 2\pi h^2 \frac{\sin\alpha}{\cos^3\alpha} d\alpha.$$

On en déduit l'expression :

$$E_m = \frac{1}{F}\int_0^{\alpha_1} \frac{J\cos^3\alpha}{h^2} 2\pi h^2 \frac{\sin\alpha}{\cos^3\alpha} d\alpha$$
$$= \frac{2\pi}{F}\int_0^{\alpha_1} J \sin\alpha d\alpha = \frac{2\pi}{F}\int_0^{\alpha_1} J d\cos\alpha$$
$$= \frac{2\pi}{F}\sum_0^{\alpha_1} J\Delta(\cos\alpha).$$

La valeur de l'intégrale contenue dans la formule de E_m concorde avec celle de l'intensité lumineuse hémisphérique moyenne J_0 donnée par l'expression :

$$J_0 = \int_0^{\pi/2} J \sin\alpha \, d\alpha,$$

quand on introduit la valeur $\pi/2$ au lieu de α_1. La valeur de cette intégrale peut donc être obtenue de la même manière que l'intensité lumineuse hémisphérique moyenne.

On peut avantageusement opérer de la façon suivante : pour déterminer la valeur de l'intégrale pour la courbe de répartition lumineuse tracée sur la figure 1, on décrit du point O comme centre un quart de cercle de rayon $OK = 1$ ($OK = 1$ décimètre en pratique). Ensuite, on peut obtenir sur l'axe OK, pour chaque angle α, la valeur de $\cos\alpha$ en projetant sur OK, en S, le point d'intersection R de la droite OP avec le cercle. On a $OS = \cos\alpha$. Si l'on divise OK en dix parties égales, chaque partie est $\Delta(\cos\alpha) = 0{,}1$. Pour les angles α correspondant aux centres de chacune des parties individuelles, on prend sur la courbe de répartition lumineuse les intensités lumineuses correspondantes. En multipliant ces valeurs par $\Delta(\cos\alpha) = 0{,}1$, on obtient l'expression $J\Delta(\cos\alpha)$ pour chacune des dix divisions. Ces valeurs sont portées sur la figure 1. En additionnant les valeurs individuelles de bas en haut, on obtient $\Sigma J\Delta(\cos\alpha)$, valeurs qui sont également portées numériquement sur la partie droite de la figure 1, et graphiquement sur la partie gauche sous forme d'ordonnées élevées aux extrémités des abscisses correspondantes comptées sur l'axe OK. En reliant entre elles les extrémités des ordonnées, on obtient une courbe, appelée dans la suite courbe du flux lumineux, car chaque ordonnée de cette courbe est proportionnelle au flux à l'intérieur de l'angle solide correspondant. En effet, la grandeur

$$\Phi = 2\pi \int_0^{\alpha_1} J d\cos\alpha,$$

représente le flux lumineux à l'intérieur de l'angle solide de 0 à α_1.

La courbe du flux lumineux est d'ailleurs la courbe intégrale de la courbe dite de Rousseau. Par suite, l'ordonnée extrême de la courbe du flux lumineux doit donner l'intensité lumineuse hémisphérique moyenne de la courbe de répartition lumineuse correspondante.

La courbe du flux lumineux ayant été déterminée par la méthode qui précède, on obtient E_m pour une surface circulaire de rayon a, en portant perpendiculairement sur $OH = h$ la valeur $a_1 = OP_1$: on obtient ainsi l'angle a_1 ou

HOP_1. En projetant le point d'intersection R_1 de la droite OP_1 avec le quart de cercle tracé, on obtient sur la courbe de flux lumineux la valeur cherchée

$$\Psi_1 = \int_0^{\alpha_1} J \, . \, d\cos\alpha,$$

et, si $F_1 = \pi a_1^2$, l'intensité d'éclairement horizontal moyenne est

$$E_m = \frac{2\pi\Psi_1}{F_1}.$$

La méthode qui précède offre l'avantage que la courbe de flux est déduite une fois pour toutes de la courbe de répartition lumineuse et que l'on peut, au moyen de cette même courbe, trouver la grandeur Ψ_1 pour toutes les hauteurs de lampes h et tous les rayons a_1. Même quand on emploie des lampes d'intensité lumineuse différente, mais de même répartition lumineuse, on peut se servir de la même courbe. Il est commode de tracer les courbes de répartition lumineuse et de flux lumineux pour un chiffre rond déterminé de bougies. Par exemple, les courbes tracées sur la figure 1 sont relatives à une lampe à arc de 1 000 bougies d'intensité hémisphérique moyenne munie d'un globe opale.

Si l'on n'a pas à calculer, comme on l'a admis jusqu'ici, l'intensité d'éclairement horizontal moyenne, mais si celle-ci est donnée avec la grandeur de la surface circulaire F_1, on a, d'après ce qui précède :

$$\Psi_1 = \frac{1}{2\pi} E_m F_1.$$

Du rayon a_1 correspondant à la surface F_1 et de la hauteur de lampe h donnée ou supposée, on déduit comme précédemment l'angle α_1, et de la courbe de flux lumineux normale la valeur correspondante de Ψ pour une intensité hémisphérique moyenne de 1 000 bougies. Du rapport de la valeur calculée Ψ_1 à la valeur Ψ correspondant à 1 000 bougies, on déduit l'intensité lumineuse de la lampe à employer.

La formule qui donne E_m contient indirectement la hauteur h de la lampe, plus cette hauteur est grande, et plus l'angle α_1 est petit, c'est-à-dire plus le flux lumineux diminue. Par contre l'uniformité de l'éclairage augmente.

Le cas simple envisagé ci-dessus d'une lampe unique située au centre d'une place ronde ne se rencontre généralement pas en pratique. Pour déterminer la répartition de l'éclairement, on peut diviser la surface dont il s'agit en un certain nombre de carrés ou de rectangles égaux et calculer l'intensité d'éclairement pour le centre de chacun d'eux. Dans ce but, on détermine les distances des centres de chaque carré aux lampes qui contribuent à l'éclairage de ce carré et, de la courbe d'intensité d'éclairement, on déduit celles qui correspondent aux distances trouvées. En additionnant les valeurs obtenues, on trouve la valeur totale de l'éclairement pour le centre de chaque surface. Il reste ensuite à additionner tous les résultats obtenus et à diviser la somme par le nombre total des carrés pour obtenir l'intensité moyenne horizontale d'éclairement. La symétrie qui existe toujours permet de faire cette opération sur une petite partie seulement de la surface à éclairer.

Si, au lieu d'avoir à déterminer l'éclairement d'une rue où les lampes sont déjà installées, on a à prédéterminer l'éclairement horizontal moyen dans un projet d'éclairage, on peut simplifier les calculs en y introduisant la surface de rue F_1 correspondant à une lampe et en admettant que cette surface est un cercle au centre duquel se trouve la lampe seule. Cette hypothèse introduit dans le calcul deux sources d'erreur, la première parce qu'en général la surface est de forme rectangulaire ; la seconde parce que l'éclairement produit par les lampes voisines n'est pas considéré. Ces deux erreurs se compensent : la première conduit à trouver une valeur trop élevée pour l'éclairement horizontal moyen puisque, en remplaçant la surface d'un rectangle par celle d'un cercle, les parties du rectangle extérieures à la circonférence sont remplacées par des parties intérieures dont l'éclairement est plus grand ; la seconde erreur conduit évidemment à des éclairements trop faibles, puisqu'on néglige l'effet des lampes voisines. L'erreur résultante n'est pas très considérable : on peut cependant rendre le résultat plus exact en employant un coefficient de correction K qui, d'après un grand nombre d'expériences pratiques faites par l'auteur, a pour valeur $K = 1,2 - 0,1\lambda$, λ étant le rapport de l'écartement des lampes à la longueur de la rue.

Soit F_1 la surface de rue relative à une lampe : dans les cas normaux de la pratique, on peut

calculer l'éclairement horizontal moyen au moyen de la formule :

$$E_m = K \frac{2\pi\Psi_1}{F_1}.$$

Par exemple, soit une rue de 18 mètres de largeur éclairée par des lampes à arc placées tous les 48 mètres à 10 mètres de hauteur, c'est-à-dire 8m,50 au-dessus du plan de mesure. L'intensité lumineuse et la répartition lumineuse sont celles de la figure 1. La surface F correspondant à une lampe est de $48 \times 18 = 864$ mètres carrés : elle correspond à un cercle de rayon 16m,6. Des valeurs $h = 8^m,5$ et $a_1 = 16^m,6$, on déduit l'angle α_1 et la valeur correspondante $\Psi_1 = 675$ bougies. On a $\lambda = 48/18 = 2,7$ et $K = 1,2 - 0,1 \,.\, 2,7 = 0,93$. On a donc :

$$E_m = 0,93 \frac{2\pi \,.\, 625}{864} = 4,55.$$

Le calcul exact conduirait à la valeur $E_m = 4,40$. L'erreur commise en employant la méthode simplifiée est donc de 3,5 °/₀.

Quand il s'agit d'une place, le coefficient K peut également être employé. La valeur de λ est le rapport de l'écartement moyen des lampes à la plus grande longueur de la place. Les erreurs ainsi commises sont au plus de 5 °/₀.

Cas où les réverbères portent plusieurs lampes. — Si plusieurs lampes sont supportées par un même réverbère, ou sont réunies dans une lanterne, on peut traiter le problème comme s'il s'agissait d'une seule lampe. La répartition de la lumière est un peu modifiée, mais peut généralement être supposée semblable à celle d'une seule lampe. Il ne faut pas prendre comme intensité lumineuse totale la somme des intensités lumineuses des lampes, à cause des ombres qu'elles se portent les unes les autres. Le total doit être diminué d'environ 12 °/₀ dans le cas de deux lampes et 17 °/₀ dans le cas de trois lampes.

Calcul de l'uniformité de l'éclairement. — L'intensité maxima d'éclairement est donnée par la courbe d'éclairement, ainsi que l'intensité minima d'éclairement. On peut en déduire la valeur de l'uniformité.

Rendement de l'éclairage. — Il faut comprendre sous ce nom l'énergie dépensée par lux d'éclairement horizontal moyen et par mètre carré ou par 100 mètres carrés de surface. On peut ainsi calculer les dépenses relatives à chaque mode d'éclairage.

E. B.

***Sur les lampes à filament métallique.* — A. Libesny.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 20 mai 1906.

Dans une conférence faite à l'Elektrotechnischer Verein de Vienne, l'auteur passe en revue les progrès réalisés dans les nouvelles lampes électriques à incandescence. Après avoir parlé des lampes à osmium et au tantale, ainsi que de la lampe au Wolfram et des lampes Kuzel (1), l'auteur donne quelques renseignements sur la lampe au tungstène établies par la Société Auer. Ces lampes portent le nom de lampes à l'osmin. Deux lampes en fonctionnement ont été présentées par l'auteur, l'une de 40 bougies à 120 volts, l'autre de 80 bougies à 200 volts. Il indique que les filaments de ces lampes ont 0mm,03 de diamètre (un cheveu fin a 0mm,06 de diamètre) : on peut donc dire qu'il ne sera pas possible, pour des tensions voisines de 100 volts, d'établir ces lampes à filament métallique d'une intensité lumineuse inférieure à 40 bougies. La consommation spécifique étant de 1 watt par bougie, la consommation d'énergie d'une lampe de 40 bougies est la même que celle d'une ancienne lampe de dix bougies à filament de carbone.

Au point de vue de la durée pratique d'utilisation, c'est-à-dire la durée au bout de laquelle la puissance lumineuse a baissé de 20 °/₀, on peut citer les résultats provisoires d'expériences en cours au Muséum de Vienne. Six lampes de 54 volts consommant en moyenne 1,03 watt par bougie au début de l'essai, ont déjà fonctionné 1 776 heures : la consommation spécifique est actuellement de 1,10 watt prolongé ; la diminution d'intensité lumineuse n'est que de 7 °/₀.

Un essai a été fait en survoltant les lampes à osmin de façon à abaisser jusqu'à 0,5 watt par bougie la consommation spécifique. Les résultats obtenus sont indiqués par le tableau suivant.

Ce tableau montre, entre autres, que, au point de vue des dimensions du filament, on ne peut établir des lampes à osmin de 0,5 watt par bougie et de 136 volts que pour des intensités lumineuses au moins égales à 119 bougies, et des lampes de 0,5 watt par bougie et 105 volts que pour des intensités lumineuses au moins égales à 80 bougies. On voit, d'après l'élévation de ré-

(1) Pour toutes ces lampes, voir l'*Éclairage Électrique*, tome XLVII, 12 mai 1906, page 209.

sistance présentée par les lampes, que celles-ci réagissent bien contre les variations de tension. Pour montrer combien ces lampes résistent aux surtensions, l'auteur a placé une lampe à osmin de 46 volts sur le réseau à 105 volts : cette expérience peut durer longtemps sans que le filament se rompe.

VOLTS	AMPÈRES	WATTS	RÉSISTANCE	INTENSITÉ LUMINEUSE	CONSOMMATION SPÉCIFIQUE watts par bougie.
100	0,365	36,5	274	36,5	1,0
104	0,372	38,7	280	43,0	0,9
109	0,385	42,0	283	52,0	0,8
115	0,398	45,8	289	65,5	0,7
126	0,418	52,7	301	88,0	0,6
136	0,438	59,7	311	119,0	0,5

Les lampes à osmin doivent être placées verticalement, la pointe en bas, pour éviter les ruptures du filament. E. B.

Lampe à arc à vapeur métallique. — **Otto Vogel.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 13 mai 1906.

L'auteur a eu l'idée de réunir ensemble une lampe à arc ordinaire en vase clos et un arc au mercure. Au-dessus d'une plaque de fermeture est placé le régulateur ordinaire et un tube par lequel passe l'électrode supérieure. Dans cette plaque est ménagée une gorge circulaire dans laquelle est mastiqué le globe placé à sa partie inférieure. Ce globe est soutenu à sa partie inférieure par un support, qui tient également le tube porte-charbon inférieur. La partie inférieure du globe contient du mercure, dont le niveau est situé peu au-dessous de l'extrémité du charbon inférieur (5 millimètres environ). Un dispositif de cheminée en tôle avec chicanes pénétrant à la partie supérieure du globe autour du charbon supérieur permet l'évacuation des particules de charbon et des vapeurs de charbon : on évite ainsi un noircissement du globe. A l'allumage, qui absorbe 10 ampères sous 50 volts, l'arc croît lentement jusqu'à une longeur de 20 millimètres et, quand le mercure commence à se vaporiser, il augmente considérablement de volume. L'arc, fortement incurvé, tourne lentement tout autour de l'électrode. Le charbon positif ne présente aucune formation de cratère ; le charbon négatif s'arrondit un peu. La base de l'arc à la cathode augmente avec l'intensité du courant : elle couvre une surface circulaire de 4 à 6 millimètres de diamètre. A l'anode, le diamètre de cette surface est de 1 à 2 millimètres seulement. La couleur de la lumière produite dépend de la hauteur de la cathode au-dessus du niveau du mercure, c'est-à-dire de la part pour laquelle l'arc au mercure coopère dans la production de lumière. Quand le mercure se vaporise, l'intensité de courant tombe à 9 ampères et la différence de potentiel monte à 56 volts. Plusieurs lampes branchées en série s'équilibrent simultanément. Si la vaporisation est violente, tout le globe paraît lumineux. La consommation d'une lampe de 2 200 bougies est d'environ 0,27 watt par bougie. La plus grande quantité de lumière est émise sous un angle de 30°. Sur une lampe de 12 ampères avec charbon de 15 millimètres, l'usure du charbon positif a été de 1/4 de millimètre et celle du charbon négatif de 1/10 de millimètre par heure. La durée de fonctionnement d'une lampe à charbon positif de 400 millimètres peut donc être évaluée à 1 600 heures. Le déplacement du charbon négatif, quand on le règle à la main, doit seulement être fait toutes les 40 à 50 heures.

Le mercure ne s'use pas, car la cheminée en tôle est disposée de façon que ce métal s'y condense et y soit recueilli, pour retomber après en gouttelettes le long des parois. Avec des électrodes convenables, on peut réaliser des arcs de 150 millimètres de longueur et de 70 à 80 millimètres de diamètre.

Si l'on veut colorer la lumière, on peut employer des charbons à mèche imprégnés de sels, mais ceux-ci se brûlent rapidement. On peut encore répandre ces sels à la surface du mercure, ou bien on en forme des tubes dans lesquels on mastique, à l'aide de verre soluble, l'électrode inférieure. On peut encore employer, au lieu de mercure pur, des amalgames de sodium, de cuivre, de potassium ou de strontium sous forme liquide ou facilement fusible. Ce procédé modifie non seulement la couleur mais aussi la forme de l'arc. E. B.

Photomètre portatif au sélénium pour lampes à incandescence. — **Th. Torda.** — *The Electrician*, 13 avril 1906.

L'auteur indique qu'étant donnée la grande

quantité de lampes à incandescence de mauvaise qualité dont est inondé le marché, il est très désirable que les gros consommateurs puissent, à l'aide d'un appareil simple, commode et portatif, se rendre compte de la valeur des lampes qu'on leur vend.

Il est nécessaire que cet appareil photométrique soit d'une manipulation très facile et d'une exactitude suffisante, et donne des indications indépendantes de la couleur de la lumière des lampes à étudier. Pour les usages pratiques, il suffit que cet appareil soit étalonné pour la couleur des lampes au carbone consommant 3,5 watts par bougie, mais, dans certains cas, il peut être bon qu'il soit étalonné aussi, sur une seconde échelle, pour la couleur des lampes au tantale.

Pour qu'un photomètre soit d'un emploi pratique aussi facile que celui d'un voltmètre ou d'un ampèremètre, il est nécessaire qu'il repose sur une action physique ou chimique de la lumière. Les photomètres à comparaison présentent des inconvénients inhérents à la différence de couleur de la lumière à étudier et de la source étalon. Les photomètres à papillottement, qui permettent d'effectuer des mesures indépendantes de la couleur de la lumière, exigent une certaine habitude. Pour établir un photomètre à mesure directe, dans lequel les lectures soient indépendantes de l'opérateur, on peut recourir à l'action de la lumière sur la résistance électrique du sélénium, ou à toute autre action de la lumière. Ces photomètres ne sont généralement pas employés parce que l'influence qu'exerce sur eux la lumière est très différente de l'influence qu'elle exerce sur l'œil, et, en outre, parce qu'ils sont sensibles non seulement aux rayons lumineux, mais aussi aux rayons calorifiques.

On peut éviter ces inconvénients en étalonnant soigneusement le photomètre pour une ou plusieurs catégories déterminées de lampes au moyen de mesures comparatives précises. Se plaçant à ce point de vue, l'auteur a réalisé un appareil basé sur l'action de la lumière sur le sélénium dont la résistance électrique varie avec l'éclairement suivant certaines lois. Les parties constitutives de ce photomètre consistent en un élément au sélénium, une pile sèche produisant une f. é. m. constante, un milliampèremètre, un bouton de contact à poussoir, un support de lampes à cordons flexibles, et un volet automatique interposé entre l'élément au sélénium et la lampe placée à une distance déterminée de celui-ci. Le volet automatique est réglé de façon que le temps de l'exposition du sélénium aux rayons lumineux soit d'environ 2 secondes dans les conditions normales. Cette période d'éclairement est suivie d'une période d'obscurité de 40 secondes environ. La durée de cette seconde période a été déterminée de façon que le sélénium puisse revenir à son état initial avant d'être soumis à un nouvel éclairement.

Un tel photomètre, établi pour les mesures de 1 à 50 ou à 100 bougies, permet de vérifier 800 à 1 000 lampes en dix heures, puisque l'opération totale dure au plus 45 secondes par lampe. L'élément au sélénium a une résistance de 10 000 ohms environ dans l'obscurité et de 500 ohms à proximité d'une lampe de 16 bougies placée à environ $17^{cm},5$: la pile sèche comprend deux éléments. Le milliampèremètre est établi pour un courant maximum de 1,5 milliampères et son échelle comprend 120 divisions égales.

Le degré d'approximation auquel on peut atteindre avec cet appareil est d'environ 1/8 bougie pour une intensité de 5 bougies, de 1/6 bougie pour 8 bougies, de 1/4 bougie pour 16 bougies, et de 1/3 bougie pour 30 bougies. Les éléments au sélénium que l'on fabrique actuellement restent pratiquement constants pendant plusieurs années. Les piles sèches employées restent constantes pendant plusieurs mois, car elles débitent des intensités de courant extrêmement faibles. Le tableau I, qui résume les résultats d'essais faits en vue d'établir la constance de l'étalonnage de l'appareil, permet de se rendre compte de sa constance. Les valeurs de la déviation indiquées dans ce tableau, sont les valeurs moyennes de plusieurs mesures.

TABLEAU I

DATES	DÉVIATION LAMPES DE	
	7 1/2 bougies.	17 1/4 bougies.
15 décembre 1905 . . .	75,4	99,2
2 janvier 1906. . . .	75,7	98,5
15 —	75,5	98,6
1 février 1906. . . .	76,1	98,3
15 —	77,3	99,2
28 —	74,8	99,2

Le tableau II montre les résultats d'une série de mesures faites sur une lampe de 220 volts,

8 bougies absorbant 0,2 ampère. On voit que les valeurs de la déviation suivent bien les valeurs du voltage d'alimentation qui variait sensiblement.

TABLEAU II

HEURE	VOLTAGE	DÉVIATION	BOUGIES
8,30	222	81 1/2	9,75
8,32	221	81	9,5
8,34	219	79 1/2	9,0
8,36	220,5	80 1/2	9,25
8,38	222	81 1/2	9,75
8,40	224	83	10,25
8,42	220,5	80 1/2	9,25
8,44	221	81	9,5
8,46	220	80	9,25
8,48	222	81	9,5
8,50	220	80	9,25
8,52	224	84	10,5
8,54	223,5	84	10,5
8,56	222	81	9,5
8,58	223	82 1/2	10,0
9,0	222	81 1/2	9,75

On voit, d'après les rapides indications qui précèdent, tout l'intérêt que peuvent présenter les appareils de ce type pour les mesures rapides et faites commodément sur place. Ce n'est évidemment pas un appareil de laboratoire destiné aux mesures rigoureuses, mais, pour les besoins de la pratique, il est très suffisamment exact et peut rendre de grands services.

R. R.

ÉLECTROCHIMIE

***Études sur l'action chimique de la décharge silencieuse.* — W. Löb.** — *Zeitschrift für Elektrochemie*, 13 avril 1906.

Berthelot a observé la décomposition de l'acide carbonique en oxyde de carbone et oxygène sous l'effet de l'effluve. D'après les expériences de Normann Collie, l'acide carbonique se décompose très rapidement pour une pression de 3 à 10 millimètres de mercure. La réaction est réversible. — Brodie, puis Berthelot, ont trouvé qu'il reproduit aussi un sous-oxyde C^4O^3 résultant de la décomposition de l'oxyde de carbone d'après la réaction $5CO = CO^2 + C^4O^3$. En outre, Berthelot a signalé qu'après une décharge de 12 heures, il a pu obtenir un gaz totalement oxydant (acide percarbonique).

L'acide carbonique humide se transforme en acide formique et en oxygène, comme l'ont montré Losanitsch et Jovitschitsch ; l'oxygène, en partie ozonizé, produit de l'eau oxygénée. Berthelot, en amenant en réaction de l'acide carbonique avec un volume double d'hydrogène, a trouvé que les deux gaz disparaissent presque entièrement et forment une substance sentant le vinaigre, qu'il a désignée comme étant un hydrate de carbone.

Étant donnée la grande complication de phénomènes qui se produisent pendant la décharge sous l'effet de l'énergie électrique, des rayons cathodiques et des rayons ultraviolets, les résultats qui précèdent ne peuvent donner aucune indication précise sur le produit de réactions qui se forment. L'auteur a donc cru utile d'entreprendre une série de recherches méthodiques sur l'action chimique de la décharge silencieuse.

L'appareil employé par l'auteur était établi de la façon suivante. L'espace où se produisaient les décharges, un cylindre en verre de 40 centimètres de longueur et de $1^{cm},4$ de diamètre intérieur contenait un tube concentrique de 43 centimètres de longueur et de 1 centimètre de diamètre extérieur, dans lequel était placé de l'acide sulfurique dilué servant d'armature. L'écartement des parois dans la région où se produisaient les décharges était donc de 2 millimètres. Un tube extérieur en verre, soudé au précédent à sa partie inférieure, avait 37 centimètres de longueur et $3^{cm},5$ de diamètre et contenait aussi de l'acide sulfurique étendu formant l'armature extérieure. Le courant du secondaire d'une bobine d'induction était amené, par des fils de platine, à ces deux armatures. En haut du tube à décharge fermé était soudé un tube capillaire avec robinet à trois voies établissant d'une part la communication avec l'air, et d'autre part la communication avec une burette de Hempel. A la partie inférieure, le tube à décharge s'élargissait et formait un petit ballon de 3 centimètres de diamètre prolongé par un tube muni d'un robinet à trois voies permettant de le mettre en relation avec une burette graduée permettant de mesurer la pression, ou bien avec un flacon inférieur. En général, on renouvelait le gaz toutes les deux heures dans l'électriseur.

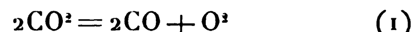
La bobine d'induction employée, du modèle

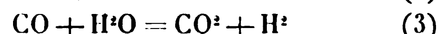
Keyser et Schmidt, avait une longueur d'étincelles de 15 centimètres. La résistance du circuit secondaire s'élevait à 10400 ohms et celle du primaire à 0,264 ohms. Le noyau, en fils de fer isolés de 45 centimètres de longueur, avait un diamètre de 2 centimètres. Les résultats obtenus ont été, en général, différents quand on alimentait cette bobine d'induction avec du courant continu ou avec du courant alternatif. L'alimentation de la bobine sur courant continu était assurée par une batterie de cinq accumulateurs ; l'intensité du courant ordinaire était de 3 ampères environ : sur courant alternatif, elle était assurée par le réseau à 110 volts en intercalant un rhéostat de lampes qui maintenait à 8 ou 9 ampères les valeurs du courant.

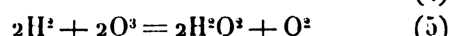
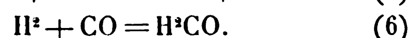
Pour déterminer si les rayons ultraviolets, dont la présence produit de l'ozone, jouent un rôle dans les réactions étudiées, l'auteur a pris un électriseur en verre Uviol [1] et l'a soumis à l'action d'une lampe Uviol [2] à vapeur de mercure ; il n'a trouvé aucun effet de rayons ultraviolets.

Les essais faits par l'auteur avec l'appareil décrit sont relatifs à l'acide carbonique et l'eau ; l'oxyde de carbone et l'eau ; l'acide carbonique, l'eau et l'hydrogène ; l'oxyde de carbone, l'eau et l'hydrogène ; et à quelques produits de réaction de ces combinaisons.

1° *Acide carbonique et eau.* — Comme l'avaient observé Losanitsch et Jovitschitsch, l'auteur a obtenu de l'oxyde de carbone, de l'acide formique, de l'eau oxygénée, de l'oxygène et un peu d'ozone. Quand la bobine d'induction était alimentée avec des courants alternatifs, l'eau oxygénée et l'ozone étaient absentes. La formation d'ozone doit donc être liée à la formation d'eau oxygénée. Celle-ci est produite par les réactions $CO + H^2O = CO^2 + H^2$ et $2H^2 + 2O^3 = 2H^2O^2 + O^2$. L'oxygène étant ozonisé plus vite que l'eau n'est décomposée par l'oxyde de carbone, le mélange gazeux contient, à la fin de l'essai, de l'ozone libre, mais extrêmement peu, ou pas, d'hydrogène. L'acide formique est formé d'après la réaction $CO + H^2O = HCOOH$ quand la bobine fonctionne sur courant alternatif. Quand la bobine fonctionne sur courant continu, la proportion d'oxyde de carbone par rapport à l'oxygène est plus forte. L'oxyde de carbone et l'eau donnent, aussi bien sur courant alternatif que sur courant continu, de l'hydrogène et de l'acide carbonique. Au total, la décomposition de l'acide carbonique humide est un phénomène très compliqué et donne lieu aux réactions suivantes :


$$2CO^2 = 2CO + O^2 \quad (1)$$

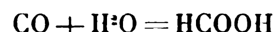
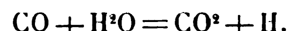
$$CO + H^2O = HCOOH \quad (2)$$

$$CO + H^2O = CO^2 + H^2 \quad (3)$$

$$3O^2 = 2O^3 \quad (4)$$

$$2H^2 + 2O^3 = 2H^2O^2 + O^2 \quad (5)$$

$$H^2 + CO = H^2CO. \quad (6)$$

En outre, l'eau se décompose en un mélange détonnant.

Les expériences ont montré pour la première fois que l'aldéhyde formique H^2CO peut être obtenu comme produit de réaction directe de l'acide carbonique humide : on n'avait encore jamais pu parvenir à ce résultat.

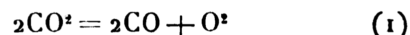
2° *Oxyde de carbone et eau.* — Cette combinaison représente la deuxième phase de la décomposition de l'acide carbonique quand l'oxygène est écarté d'une façon continuelle. On a les réactions réversibles :


$$CO + H^2O = HCOOH$$

$$CO + H^2O = CO^2 + H.$$

A ces deux réactions s'ajoutent les deux réactions subséquentes indiquées ci-dessus. Il ne se produit pas d'ozone, ni en courant continu, ni en courant alternatif. Sur courant continu il se produit un peu d'eau oxygénée.

3° *Acide carbonique, eau, dépolarisateur.* — On ajoutait à l'acide carbonique humide des corps facilement oxydables, tels que de l'acide pyrogallique et de la chlorophylle. Les résultats étaient les mêmes que précédemment.

4° *Acide carbonique, eau et hydrogène.* — L'hydrogène agit comme dépolarisateur. La formation d'ozone et d'eau oxygénée est empêchée. On a les réactions :


$$2CO^2 = 2CO + O^2 \quad (1)$$

$$2H^2 + O^2 = 2H^2O \quad (2)$$

$$H^2 + CO = H^2CO \quad (3)$$

$$CO + H^2O = HCOOH. \quad (4$$

Peut-être l'hydrogène se combine-t-il aussi

(1) Verre fabriqué par Schott und Genossen à Iena, et laissant passer les rayons ultraviolets jusqu'à 253 μμ.

(2) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIV, 5 août 1905, page LVIII.

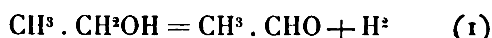
directement à l'acide carbonique pour former de l'acide formique.

L'auteur a étudié ensuite la décomposition de la vapeur d'eau et a trouvé que, contrairement à l'opinion de Berthelot, cette décomposition a lieu avec formation de gaz tonnant.

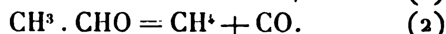
5° *Oxyde de carbone, eau et hydrogène.* — Les réactions donnent principalement de l'acide formique et l'aldéhyde formique.

Aux différentes réactions s'ajoutent des réactions secondaires, telles que la formation de méthane.

L'auteur a étudié ensuite l'action de la décharge silencieuse sur les vapeurs d'alcool éthylique. Il a trouvé une formation d'aldéhyde, suivie de la formation de méthane, d'après la réaction.



$$CH^3 . CH^2OH = CH^3 . CHO + H^2 \quad (1)$$



$$CH^3 . CHO = CH^4 + CO. \quad (2)$$

La décomposition du méthane donne lieu ensuite à de l'éthane et à de l'éthylène.

E. B.

Nouvelle détermination des dimensions des molécules. — **Einstein.** — *Drudes Annalen*, février 1906.

Les anciennes déterminations de la grandeur des molécules sont basées sur la théorie cinétique du gaz : on n'a pas encore cherché à la déterminer d'après les phénomènes observés sur les liquides. L'auteur s'est proposé de déterminer la grandeur des molécules d'un corps dissous dans une solution étendue non dissociée d'après le frottement intérieur de la solution et du dissolvant pur, et d'après la diffusion du corps dissous dans le dissolvant. Si l'on admet que le volume d'une molécule du corps dissous est grand par rapport à celui d'une molécule du dissolvant, que, par suite, une telle molécule se comporte comme un corps solide suspendu dans la solution, on peut appliquer au mouvement du dissolvant dans le voisinage direct de la molécule les équations hydrodynamiques dans lesquelles le liquide est regardé comme homogène. La molécule est considérée comme une sphère.

Pour une solution de sucre, l'expérience a donné comme nombre des molécules réelles dans une molécule-gramme $N = 2,1 . 10^{23}$. D'autres méthodes, absolument différentes, ont conduit au chiffre $4,15 . 10^{23}$. Il y a donc une concordance satisfaisante.

B. L.

Sur les solutions colloïdales. — **Burton.** — *Philosophical Magazine*, avril 1906.

L'auteur a produit des solutions colloïdales en faisant jaillir des étincelles électriques entre des électrodes métalliques plongées dans l'eau. Il a déterminé la grosseur et la charge des particules contenues dans ces solutions. La grosseur des particules était mesurée au moyen d'une méthode microscopique et le résultat trouvé a été de 2×10^{-5} centimètres et 6×10^{-5} centimètres : ce résultat est en concordance avec celui trouvé théoriquement par Bredig. L'auteur a reconnu que les métaux électronégatifs non oxydables tels que l'or, l'argent, le platine, donnent dans l'eau des solutions dont les particules sont négativement chargées. Les métaux électropositifs oxydables donnent dans l'eau, l'alcool éthylique et l'alcool méthylique des solutions dont les particules sont toujours positivement chargées. Dans le premier cas, il y a combinaison incomplète avec le liquide. Par exemple, plusieurs atomes de platine se combinent avec un atome positif d'hydrogène : cet agrégat ainsi formé se dissocie peu à peu et forme une atmosphère d'ions hydrogène positivement chargés autour de la particule colloïdale négativement chargée. Avec les autres métaux dans l'eau et dans l'alcool, on a la formation correspondante d'hydroxydes. Le plomb, par exemple, se combine avec OH et met en liberté de l'hydrogène. La dissociation de Pb^nOH donne lieu à une particule colloïdale positivement chargée, entourée d'une couche d'ions OH négatifs dans le liquide. R. R.

Sur la fixation de l'azote atmosphérique. — **Guye.** — *Elektrochemische Industrie*, avril 1906.

L'auteur discute les principes sur lesquels sont basés les procédés de fixation de l'azote atmosphérique soit sous la forme de cyanamide de calcium au moyen du four électrique, soit sous la forme d'acide nitrique au moyen de décharges électriques dans l'air. Dans ce dernier cas, l'auteur suppose que ce n'est pas un effet électrique des décharges qui produit les effets constatés, mais que la réaction est simplement déterminée par la température et la pression. Il est nécessaire de produire une température élevée pour combiner l'azote et l'oxygène comme cela a lieu dans l'arc électrique. Il faut ensuite refroidir brusquement le gaz produit pour que la réaction opposée n'ait pas lieu.

L'auteur indique les avantages que l'on peut tirer de l'emploi d'air liquide pour la préparation de l'azote et de l'oxygène, le premier de ces gaz pouvant être utilisé dans les fabriques de cyanamide et le second dans la combustion de l'air par les décharges en arc. Les deux industries doivent être communes.

Enfin il termine en décrivant le procédé Birkeland-Eyde pour la fabrication du nitrate de calcium et indique qu'une compagnie allemande va installer une usine utilisant le même procédé pour la fabrication de l'acide nitrique et du nitrate de potasse destiné à la fabrication d'explosifs.

E. B.

Sur la transformation de l'oxygène en ozone aux températures élevées et l'oxydation de l'azote. — **Fisher et Braehmer.** — *Physikalische Zeitschrift*, 1er mai 1906.

Les auteurs ont placé dans l'air liquide des fils de platine portés à l'incandescence par le courant d'une batterie d'accumulateurs. Pendant que l'air liquide se vaporisait violemment, les gaz dégagés présentaient nettement l'odeur d'ozone. Après avoir arrêté l'expérience, les auteurs constatèrent que l'air liquide était parfaitement clair et sentait l'ozone, et que du papier tétrabasique s'y colorait en violet.

On obtient donc, avec un fil de platine incandescent, de l'ozone dans l'air liquide et de l'oxyde d'azote à l'air libre.

Dans l'oxygène liquide pur, les auteurs ont pu maintenir le fil de platine incandescent pendant quelques secondes, après lesquelles le fil a fondu. D'après Holborn et Austin, le platine se pulvérise beaucoup plus vite dans l'oxygène que dans l'air. La pulvérisation qui se produit en un point affaiblissant la section du fil, celui-ci se rompt par fusion. En plaçant sur le fil une couche d'une sorte d'émail, les auteurs ont pu le maintenir incandescent pendant une minute dans l'oxygène liquide, et l'expérience montra qu'il y avait eu production d'ozone.

Pour opérer à des températures plus élevées, les auteurs ont employé des bâtonnets de Nernst; pour que l'incandescence persistât quand ces bâtonnets étaient plongés dans le liquide, les auteurs employaient une différence de potentiel double de la différence de potentiel normale et une forte résistance ballast. L'expérience montra qu'il se produit encore de l'ozone, et non de l'oxyde d'azote. Le même résultat a été obtenu dans l'oxygène liquide.

Pour obtenir un échauffement encore plus considérable, les auteurs ont fait jaillir un arc électrique dans l'air liquide : la température atteinte était voisine de 3000°. L'arc jaillissait entre des électrodes de platine. Dans cette expérience, il s'est produit de l'ozone et une grande quantité d'oxydes d'azote.

La production d'ozone peut être due à l'action de la lumière ultraviolette. Pour résoudre cette question, les auteurs ont placé dans un petit tube de quartz à parois minces un bâtonnet de Nernst et ont vidé ce tube jusqu'à une pression de 10 millimètres pour empêcher l'absorption possible des rayons ultraviolets par les gaz contenus dans le tube. Le tout fut placé dans l'air liquide et y fut laissé une heure : aucune trace d'ozone ne put être décelée. Au contraire, en un quart d'heure, on obtenait des quantités importantes d'ozone en plaçant dans l'air liquide un tube de Geissler en quartz contenant de l'hydrogène sous une pression de 3 millimètres. On voit donc que l'ozone produit dans les expériences précédentes était dû à un phénomène de nature thermique et non photochimique.

E. B.

CHARTRES — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome XLVII. Samedi 23 Juin 1906. 13e Année. — N° 25.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

SUR UN INDICATEUR DE SYNCHRONISME ET UN INDICATEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE

6° Théorie du synchroniseur.

A. — *Équilibre du rotor.*

En supposant réalisées les conditions indiquées au paragraphe 3, l'inducteur crée un champ alternatif, uniforme dans la région où se déplacent les côtés actifs du rotor, de direction moyenne horizontale et de valeur :

$$F = H \sin \Omega t.$$

Chacun des cadres du rotor peut être remplacé au point de vue électrodynamique par le champ alternatif qu'il crée en son centre et qui lui est perpendiculaire.

Le premier cadre parcouru par le courant i_1, en phase avec la tension à laquelle il est soumis engendre : $f_1 = h \sin(\omega t - \varphi)$.

Le deuxième, parcouru par le courant i_2 décalé de $\frac{\pi}{2}$ sur la même tension, engendre :

$$f_2 = h \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2}\right).$$

Les valeurs maxima h de ces champs sont égales par suite de l'égalité des valeurs maxima des courants i_1 et i_2.

F, f_1 et f_2 sont dans un plan vertical passant par le centre du rotor. Déterminons la position du rotor par l'angle θ de f_1 avec F. L'aiguille indicatrice fixée dans le plan du cadre qui crée f_1 fera dès lors avec la verticale (zéro du cadran) le même angle θ (fig. 17).

Étudions les actions de F sur f_1 et f_2.

f_1 peut s'écrire :

$$f_1 = h \sin\left[\Omega t - \{(\Omega - \omega)t + \varphi\}\right] = h \sin(\Omega t - \Phi).$$

De même :

$$f_2 = h \sin\left(\Omega t - \Phi - \frac{\pi}{2}\right).$$

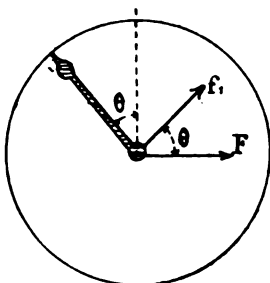


Fig. 17.

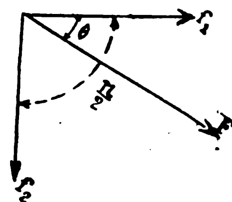


Fig. 18.

Ω et ω remplissent les conditions demandées au § 3, d'après la remarque que nous avons faite sur la régulation des moteurs en charge et à vide.

Le couple moyen exercé sur f_1 (fig. 18), est :

$$C_1 = \frac{K}{2} Hh \sin\theta \cos\Phi$$

et sur f_2 :

$$C_2 = \frac{K}{2} Hh \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)\cos\left(\Phi + \frac{\pi}{2}\right) = -\frac{K}{2} Hh \cos\theta \sin\Phi.$$

Le rotor se meut sous l'action résultante de ces deux couples, et prendra une position d'équilibre correspondant à un angle Θ donné par :

$$C_1 + C_2 = 0 = \frac{K}{2} Hh(\sin\Theta\cos\Phi - \cos\Theta\sin\Phi) = \frac{K}{2} Hh \sin(\Theta - \Phi).$$

C'est-à-dire :

$$\sin(\Theta - \Phi) = 0, \qquad \text{ou} \qquad \Theta = \Phi.$$

On voit donc que l'aiguille ne pourra rester en équilibre que si elle fait avec la verticale un angle exactement égal à la différence de phase Φ des courants, et par suite des tensions étudiées, en considérant celles-ci comme ayant la même pulsation.

Il s'ensuit que puisque Φ varie avec le temps, l'aiguille prendra un mouvement tel que la condition $\Theta = \Phi$ soit remplie à chaque instant.

B. — *Sens de rotation.*

Avant d'étudier le sens de rotation du rotor, voyons comment on peut remplacer des champs alternatifs par des champs constants tournants.

1° Un champ alternatif $H \sin \Omega t$ fixe en direction engendre 2 champs de valeur constante $\frac{H}{2}$ tournant en sens inverse avec la vitesse angulaire Ω (fig. 19).

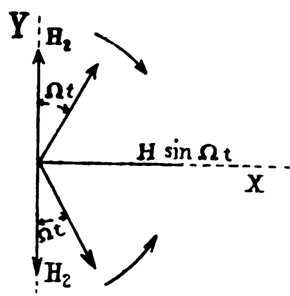


Fig. 19.

En effet, au temps $t = 0$, les deux champs constants sont perpendiculaires à la direction du champ alternatif.

Au temps t quelconque, projetons les deux vecteurs tournants sur OX, OY :

$$\Sigma X = 2\frac{H}{2}\sin\Omega t = H \sin\Omega t$$

$$\Sigma Y = 0.$$

2° Deux champs alternatifs de même pulsation, $h \sin(\omega t - \varphi)$ et $h \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2}\right)$ décalés de $\frac{\pi}{2}$, engendrent un champ de valeur constante h, tournant avec la vitesse angulaire ω, dans un sens tel que dans le premier quadrant trigonométrique ($x > 0$, $y > 0$), le vecteur se déplace du champ en avance vers le champ en retard (fig. 20).

En effet, au temps $t = 0$:

$$X = -h \sin\varphi$$

$$Y = -h \cos\varphi.$$

Le vecteur tournant fait l'angle φ avec l'axe négatif des Y. On voit facilement que l'angle φ doit être porté à partir de l'axe négatif des Y, dans le sens des aiguilles d'une montre, s'il est positif, dans le sens contraire, s'il est négatif.

Au temps t, projetons le vecteur tournant sur OX, OY :

$$X = h \sin(\omega t - \varphi)$$

$$Y = -h \cos(\omega t - \varphi) = h \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2}\right).$$

Fig. 20.

Si nous revenons au synchroniseur, et si nous supposons qu'au temps $t = 0$, l'aiguille soit au o, on aura en présence deux champs constants tournant avec la vitesse Ω et un champ constant tournant avec la vitesse ω (fig. 21).

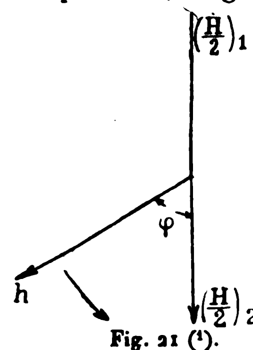


Fig. 21 [1].

Étudions l'action de chacun des champs $\frac{H}{2}$ sur le champ h. h tournant en sens inverse de $\left(\frac{H}{2}\right)_1$, on peut considérer $\left(\frac{H}{2}\right)_1$ fixe et h tournant avec la vitesse $\Omega + \omega$ (fig. 22). A chaque instant, l'action de $\left(\frac{H}{2}\right)_1$ sur h a pour valeur :

$$C = K \frac{H}{2} h \sin\theta.$$

Le couple moyen, durant 1/2 révolution, sera :

$$C_m = \frac{1}{\frac{\pi}{\Omega + \omega}} \int_{\pi}^{0} K \frac{H}{2} h \sin\theta \,.\, d\theta = \frac{\Omega + \omega}{\pi} KHh.$$

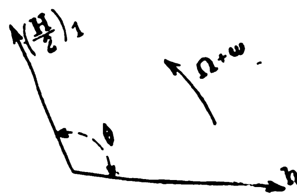


Fig. 22.

Mais ce couple change de signe à chaque demi-révolution, de sorte que le couple moyen pendant une révolution entière est nul. Il s'ensuit que si la période d'oscillation du rotor est grande devant la durée d'une demi-révolution de h, ou $\frac{\pi}{\Omega + \omega}$, et si le système mobile est convenablement amorti, l'action de $\left(\frac{H}{2}\right)_1$ sur h n'aura pas d'effet sensible sur le rotor.

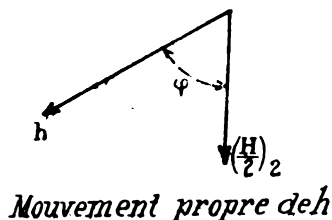


Fig. 23.

D'autre part h et $\left(\frac{H}{2}\right)_2$ tournant dans le même sens avec des vitesses respectives ω et Ω, on peut considérer $\left(\frac{H}{2}\right)_2$ comme fixe et h comme tournant avec une vitesse $\Omega - \omega$ dans le sens des aiguilles d'une montre si $\Omega - \omega$ est positif, dans le sens contraire si $\Omega - \omega$ est négatif (fig. 23).

A l'instant $t = 0$, $\left(\frac{H}{2}\right)_2$ exercera sur h un couple :

$$C = K \frac{H}{2} h \sin\varphi.$$

Sous l'impulsion de ce couple, le champ viendra se mettre en coïncidence avec le

[1] La longueur $\left(\frac{H}{2}\right)_1$ doit être considérée comme égale à la longueur $\left(\frac{H}{2}\right)_2$.

champ $\left(\frac{H}{2}\right)_2$; mais si nous supposons cette action instantanée, h ne pourra conserver de lui-même cette coïncidence, car il a un mouvement de rotation de vitesse $\Omega - \omega$; d'autre part, dès qu'il s'écartera de $\left(\frac{H}{2}\right)_2$, celui-ci exercera sur lui un couple de valeur instantanée :

$$C = K\frac{H}{2}h\sin\left[(\Omega - \omega)\,dt\right].$$

h sera donc ramené à chaque instant en coïncidence par un déplacement en sens inverse de sa rotation propre avec la même vitesse, et cela tant que ω différera de Ω.

En définitive, $\left(\frac{H}{2}\right)_1$ et $\left(\frac{H}{2}\right)_2$ qui sont équivalents au champ inducteur du synchroniseur, impriment à h, qui équivaut à l'ensemble des deux cadres du rotor, une rotation qui détruit φ instantanément, puis un mouvement continu avec la vitesse instantanée $\Omega - \omega$, dans le sens inverse des aiguilles d'une montre si $\Omega - \omega > 0$, dans le sens contraire si $\Omega - \omega < 0$, (fig. 24).

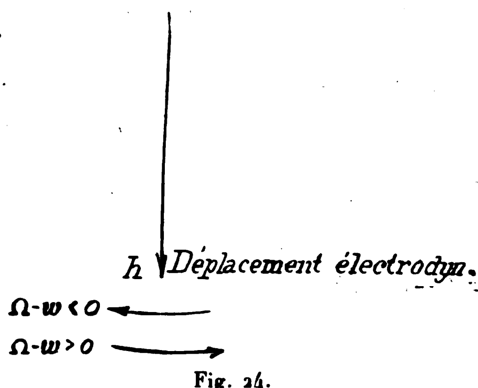


Fig. 24.

Il s'ensuit que le rotor lui-même et l'aiguille indicatrice suivront le mouvement de h, avec la même vitesse et dans le même sens.

Nous arrivons ainsi à la même conclusion que par la considération des champs alternatifs, mais nous avons l'avantage de connaître le sens de rotation du rotor qui dépend uniquement du signe de $\Omega - \omega$.

C. — *Usage de l'appareil.*

Nous sommes donc en possession d'un appareil qui nous indique à chaque instant la différence de phase instantanée Φ entre 2 tensions sinusoïdales V et v, considérées comme ayant même pulsation, et dont le sens de déplacement de l'aiguille nous donne le signe de la différence entre leurs pulsations réelles $\Omega - \omega$.

Voyons son fonctionnement dans la mise en synchronisme de 2 alternateurs identiques, triphasés, 10 pôles, 25 cycles, dont la vitesse de régime est par conséquent 300 tours par minute.

Supposons la première machine en charge et sa vitesse oscillant autour de la vitesse de régime ; et la deuxième machine à vide à une vitesse sensiblement constante de 315 tours.

On amène d'abord les excitations des 2 machines à l'égalité par la manœuvre du rhéostat de champ de l'alternateur à synchroniser.

L'aiguille du synchroniseur est au 0. On enfonce la fiche 1 dans le plot 1 ; on crée ainsi le champ inducteur de l'appareil. Enfonçons la fiche 2 dans le plot 2 et supposons à ce moment le décalage géométrique des deux alternateurs $\frac{\varphi}{p}$ égal à $\frac{\pi}{3p}$. L'aiguille se déplace aussitôt de $\varphi = \frac{\pi}{3}$ vers la gauche (fig. 25).

A ce moment :

$$\Omega - \omega = \frac{2\pi p}{60}(N - n)$$

est négatif, l'aiguille se mettra à tourner vers la droite avec une vitesse instantanée $\Omega - \omega$ qui n'est pas constante, puisque Ω varie à chaque instant.

(Notons que dans les hypothèses faites, l'aiguille tournera très rapidement au début de

l'opération, puisqu'elle fera un tour du cadran en un temps t donné par :

$$(\Omega - \omega)\, t = 2\pi$$

c'est-à-dire 4/5 de seconde environ.)

L'aiguille tourne donc vers la droite si la machine à synchroniser marche trop vite.

Agissons dès lors sur cette vitesse de manière à la diminuer (cette opération peut se commander du tableau et dans le sens convenable, dans une installation bien comprise).

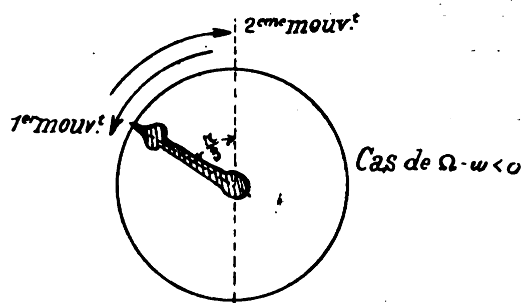


Fig. 25.

La vitesse $\Omega - \omega$ diminue d'autant plus rapidement que le mode d'action est plus actif, mais l'aiguille qui tourne dans le même sens tant que $\Omega - \omega$ conserve son signe primitif, a un mouvement de plus en plus irrégulier, par suite de l'importance relative croissante des oscillations de Ω.

Au bout de quelques secondes, l'aiguille a ralenti considérablement sa course : elle devient hésitante et change son sens de rotation, car ω est dans la région de variation de Ω ; on cesse alors l'action sur la vitesse de la machine à synchroniser ; ω prend une valeur sensiblement constante, et l'aiguille n'est plus actionnée que sous l'influence des variations de Ω qui changent d'instant en instant le signe de $\Omega - \omega$ et par suite le sens de rotation de l'aiguille.

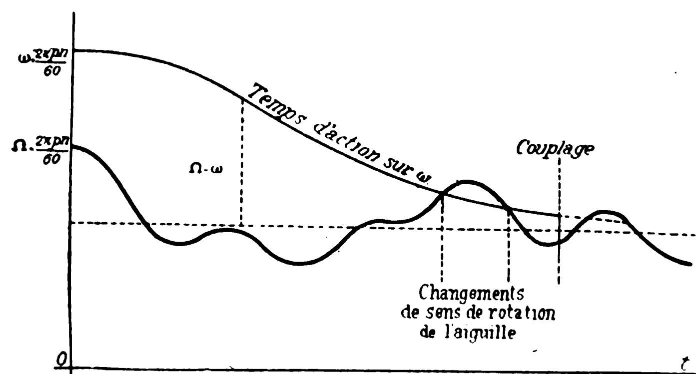


Fig. 26.

A l'un des passages de celle-ci au o, on couple la machine 2 sur le réseau en fermant son interrupteur principal : à ce moment précis, Φ est exactement nul et ω très voisin de Ω.

Si la variation maxima de la vitesse instantanée de la machine en charge, durant le temps de la mise en synchronisme, est de 1/2 °/₀ au-dessus et au-dessous de la vitesse de régime, les pulsations ω et Ω, au moment du couplage, sont égales au moins à 1/100 près.

La figure 26 donne une idée de la marche de l'opération; la vitesse de l'aiguille à l'instant t est proportionnelle à la différence des ordonnées des 2 courbes.

Dans la pratique, l'opération est très simple : on enfonce successivement la fiche 1 sur le panneau de commande d'une unité en marche ou d'un réseau en service, et la fiche 2 sur le panneau de commande de l'unité à coupler ; l'aiguille du synchroniseur tourne rapidement :

Vers la droite, c'est que la machine à coupler tourne trop vite ; on diminue sa vitesse jusqu'à rendre la rotation de l'aiguille très lente et quand celle-ci oscille autour de la verticale, on ferme l'interrupteur à un de ses passages au o ;

Vers la gauche, c'est que la machine à coupler tourne trop lentement ; on augmente sa vitesse jusqu'à rendre la rotation de l'aiguille très lente et on couple comme précédemment.

Des lampes de phase ordinaires, soumises à la tension $V - v$, constituent d'ailleurs un complément d'indication de l'approche du synchronisme.

(A suivre.) E. WATTELET.

NOTES SUR LES MACHINES D'EXTRACTION ÉLECTRIQUES (*suite*) (¹)

Les installations alimentées par du courant continu, telles que celles que nous avons passées en revue, sont peu nombreuses. La majorité des installations avec groupe convertisseur Ilgner sont alimentées par des courants triphasés produits par des usines génératrices situées à des distances relativement grandes.

Le schéma général des installations établies sur courants triphasés par l'Allgemeine Elektricitäts Gesellschaft est indiqué par la figure 13. Sur ce schéma, FM désigne le moteur

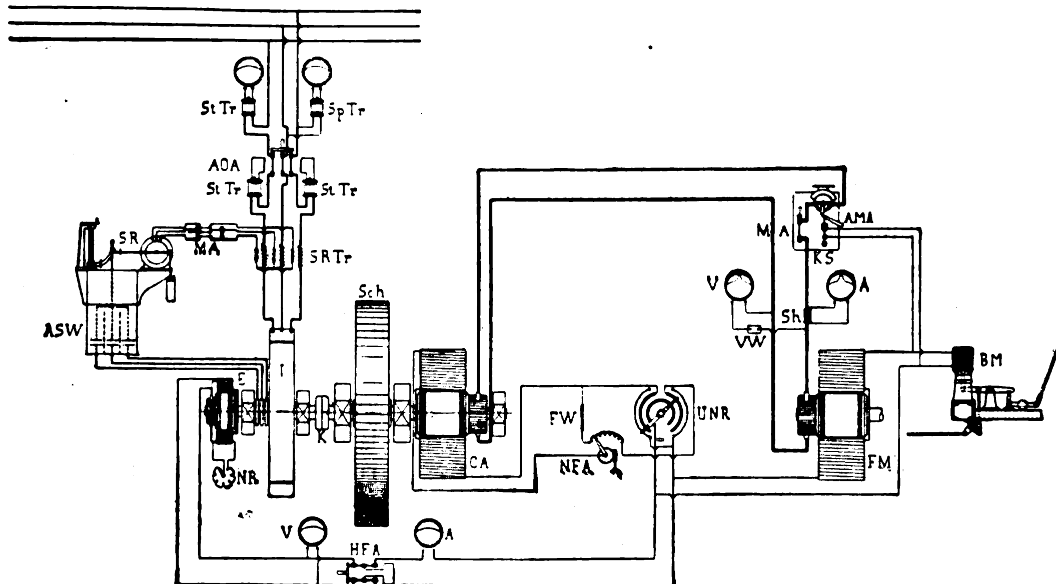


Fig. 13. — Schéma d'une installation de l'A. E. G., avec groupe Ilgner.

d'extraction, I le moteur asynchrone triphasé du groupe convertisseur Ilgner, CA la dynamo de démarrage de ce groupe, E l'excitatrice du groupe, S*ch* le volant, K l'accouplement entre l'arbre du moteur et de l'excitatrice, et l'arbre du volant et de la dynamo de démarrage. Il y a en tout cinq paliers, comme on le voit sur le schéma. UNR désigne l'appareil de manœuvre au moyen duquel on règle, en grandeur et en direction, le courant d'excitation de la dynamo de démarrage CA, FW représente une résistance pare-étincelles, NFA une résistance réglable auxiliaire formant interrupteur de secours sur le circuit d'excitation, HFA l'interrupteur principal du circuit d'excitation, NR le rhéostat d'excitation de l'excitatrice, dont le réglage détermine la limite supérieure de la différence de potentiel produite par la dynamo de démarrage. Du côté du moteur d'extraction, AMA désigne un disjoncteur automatique à maxima, MA un interrupteur à main, BM un électroaimant commandant les freins, KS un interrupteur qui court-circuite l'enroulement de cet électroaimant.

Pour que l'intensité absorbée par le moteur triphasé I du groupe Ilgner reste à peu près invariable, on a prévu un dispositif automatique intercalant, dans le circuit du rotor de ce moteur, un rhéostat liquide de résistance plus ou moins élevée. Ce rhéostat liquide est

(¹) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 9 et 16 juin 1906, pages 371 et 409.

représenté en ASW sur le schéma. D'une part il sert au démarrage du moteur, et d'autre part il sert automatiquement au réglage de la vitesse sous l'action d'un petit moteur triphasé, alimenté par les secondaires d'un transformateur triphasé dont les primaires sont en série sur la ligne venant de l'usine génératrice; nous reviendrons plus loin sur ce dispositif, en décrivant une installation. Sur le schéma de la figure 13 sont représentés, en outre, les appareils de mesures, volmètres ou ampèremètres, avec leurs résistances (VW), leurs shunts (S*h*) ou leurs transformateurs de tension (S*p*T*r*) ou d'intensité (S*t*T*r*). Le moteur triphasé du groupe convertisseur est relié à la ligne par un interrupteur-disjoncteur AOA sur lequel agissent deux électroaimants commandés chacun par un petit transformateur d'intensité dont le primaire est branché en série sur une phase.

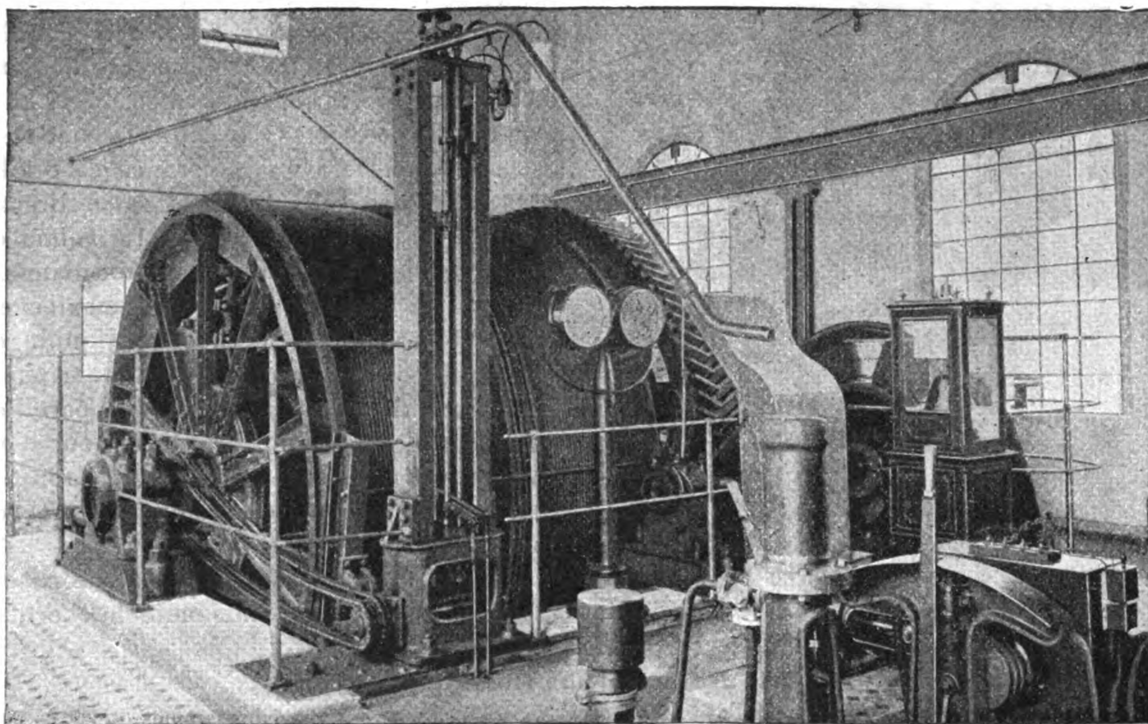


Fig. 14. — Machine d'extraction A. E. G. du puits du Temps.

La première installation faite par l'A. E. G. avec groupe Ilgner et alimentation par courants triphasés est celle des mines de Concordia et Michael, au puits du Temps, pour la Société Donnersmarckhütte Oberschlesische Eisen-und Kohlenwerke de Zabrze. Les conditions d'exploitation sont les suivantes :

Charge utile.	1 250 kilogrammes.
Nombre de berlines.	2.
Profondeur.	500 mètres.
Vitesse d'extraction.	5 mètres par seconde.
Vitesse de transport du personnel.	5 mètres par seconde.

La machine d'extraction comprend deux tambours cylindriques de $3^{m},80$ de diamètre et de $1^{m},10$ de largeur, sans câble d'équilibre. Le câble rond en fils d'acier a 25 millimètres de diamètre et comprend 6 brins de 16 fils de $1^{mm},7$ de diamètre; ce câble pèse $2^{kgr},25$ par mètre: sa charge de rupture est de 33 000 kilogrammes. Les tambours ont une vitesse de rotation

de 25 tours par minute. Ils sont entraînés, au moyen d'un train d'engrenages à dents en chevrons à simple réduction, par un moteur shunt à courant continu tournant à une vitesse de rotation de 150 tours par minute. Ce moteur est à 8 pôles, et a une puissance normale de 230 chevaux sous 250 volts et de 360 chevaux à la fin du démarrage. Cette machine d'extraction est représentée par la figure 14.

Le groupe de démarrage est alimenté par des courants triphasés à 1 000 volts et 50 périodes, produits au moyen de moteurs à gaz : il tourne à une vitesse de rotation variant entre 490 et 432 tours par minute, soit de 12 °/₀. Le moteur triphasé a une puissance de 125 chevaux; il a 12 pôles et une vitesse de synchronisme de 500 tours par minute. La dynamo de démarrage est munie d'enroulements de compensation ; elle a une puissance de 72 kilowatts sous 250 — 0 — 250 volts. L'excitatrice est compound et a une puissance de 8 kilowatts sous 220 volts ; elle est calée directement sur l'arbre du groupe. Le volant en acier coulé pèse 15 tonnes et a un diamètre de 3^{m},3. Sa vitesse périphérique maxima est de 86^{m},5 seconde. Le rhéostat liquide de démarrage et de réglage du moteur triphasé est représenté par la figure 15. L'appareil de commande et de manœuvre du moteur d'extraction est représenté par la figure 16.

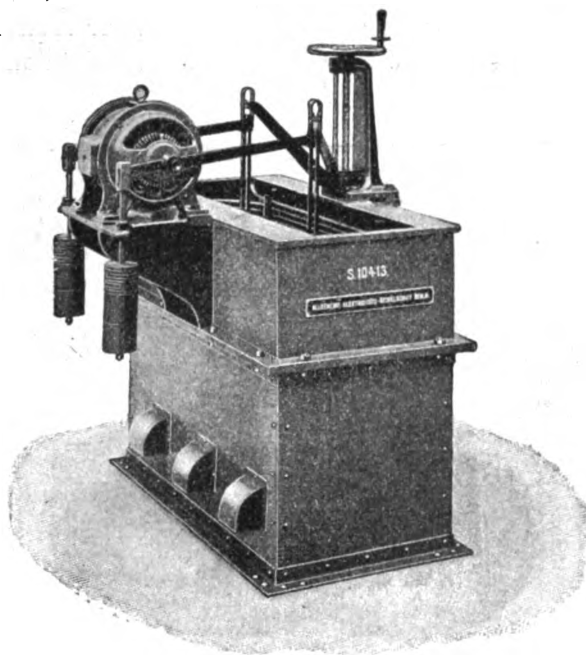


Fig. 15. — Rhéostat de réglage.

L'installation fonctionne depuis le mois de mai 1903.

En 1905 deux nouvelles installations ont été faites pour le compte de la même Société, l'une par la Société Siemens-Schuckert, au puits Concordia, l'autre par l'A. E. G., au puits Glückauf.

L'exploitation du puits Concordia répond aux conditions suivantes :

Charge utile.	1.250 kilogrammes.
Nombre de berlines.	2.
Profondeur.	360 mètres.
Puissance d'extraction en 8 heures.	480 tonnes.
Vitesse d'extraction..	8 mètres par seconde.

La machine d'extraction comprend deux tambours cylindriques de 3 mètres de diamètre portant un câble rond en acier de 37 millimètres de diamètre ; ces tambours sont attaqués par un moteur agissant par l'intermédiaire d'une simple réduction d'engrenages.

L'exploitation du puits Glückauf répond aux conditions suivantes :

Charge utile.	650 kilogrammes ou 1 000 kilogrammes.
Poids de la cage.	1 500 kilogrammes.
Nombre de berlines.	1.
Poids d'une berline.	375 kilogrammes.
Profondeur. . . . . :	220 mètres.
Vitesse d'extraction..	4 mètres par seconde.
Puissance d'extraction en 8 heures.	205 tonnes.

La machine d'extraction comprend deux tambours cylindriques de 3 mètres de diamètre et $0^m,81$ de largeur sans câble d'équilibre. Le câble rond a 24 millimètres de diamètre extérieur et est formé de six brins de 12 fils d'acier de $1^{mm},9$. Ce câble pèse 2 kilogrammes par mètre courant et présente une charge de rupture de 25 000 kilogrammes. La vitesse de rotation des tambours est de 25 tours par minute. Les tambours sont entraînés par un moteur shunt à 500 volts 6 pôles et 150 tours par minute ayant une puissance normale de 90 chevaux et une puissance de 180 chevaux à la fin du démarrage. L'entraînement est assuré par un train d'engrenages à chevrons dont le rapport de démultiplication est de 1/6.

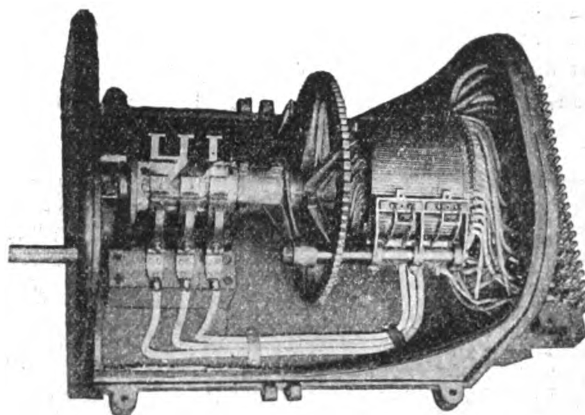


Fig. 16. — Appareil de manœuvre de la machine d'extraction.

Le groupe Ilgner a une vitesse de rotation variant de 1 450 à 1 200 tours par minute (17,5 °/₀). Le moteur triphasé, alimenté par des courants à 1 000 volts et 50 périodes, est à quatre pôles et présente une vitesse de synchronisme de 1 500 tours par minute. Sa puissance est de 120 chevaux, dont 60 environ servent à l'entraînement de la dynamo de démarrage et 60 à l'entraînement d'une pompe centrifuge. La dynamo de démarrage a une puissance de 75 kilowatts sous 500 — 0 — 500 volts et est munie d'un enroulement compensateur. L'excitatrice est compound et a une puissance de 4,1 kilowatts sous 110 volts : elle est directement accouplée à l'arbre du convertisseur. Le volant en acier pèse 1,6 tonnes et a $1^m,40$ de diamètre ; la vitesse périphérique maxima est de 110 mètres par minute.

Enfin une quatrième installation est faite actuellement au puits de la Défense pour le compte de la même Société par les Sociétés Siemens-Schuckert et A. E. G. fournissant l'une le groupe Ilgner, et l'autre la machine d'extraction. Cette installation sera mise en service au mois d'octobre 1906. La charge utile est de 2 500 kilogrammes en quatre berlines. Le poids de la cage est de 4 800 kilogrammes et celui d'une berline de 45 kilogrammes ; la profondeur est de 450 mètres, la vitesse d'extraction de 15 mètres par seconde et la vitesse de transport du personnel de 10 mètres par seconde ; la puissance d'extraction est de 1 000 tonnes en 8 heures.

La machine d'extraction comprend deux tambours cylindriques de 7 mètres de diamètre et $1^m,60$ de largeur sans câble d'équilibre. Le câble en fil d'acier a un diamètre de 45 millimètres et pèse environ 6 kilogrammes par mètre : sa charge de rupture est de 90 000 kilogrammes. La vitesse de rotation de la machine d'extraction est de 41 tours par minute, l'entraînement est directement effectué par un moteur shunt à 500 volts, 28 pôles et 41 tours par minute, excité sous 220 volts au maximum et produisant une puissance normale de 1 320 chevaux et une puissance de 2 560 chevaux à la fin de l'accélération.

Parmi les installations intéressantes effectuées par l'A. E. G., on peut citer encore celle du puits du comte Bülow à Neindorf, près de Oscherleben (Braunkohle Vereinigte Marie-Louise).

Les conditions d'exploitation sont les suivantes :

Charge utile	1 500 kilogrammes.
Nombre de berlines	4.
Poids de la cage et accessoires	2 500 kilogrammes.
Poids d'une berline	350 kilogrammes.
Profondeur	110 mètres.
Vitesse d'extraction	5 mètres par seconde.
Vitesse de transport du personnel	5 mètres par seconde.
Puissance d'extraction en 8 heures	580 tonnes.

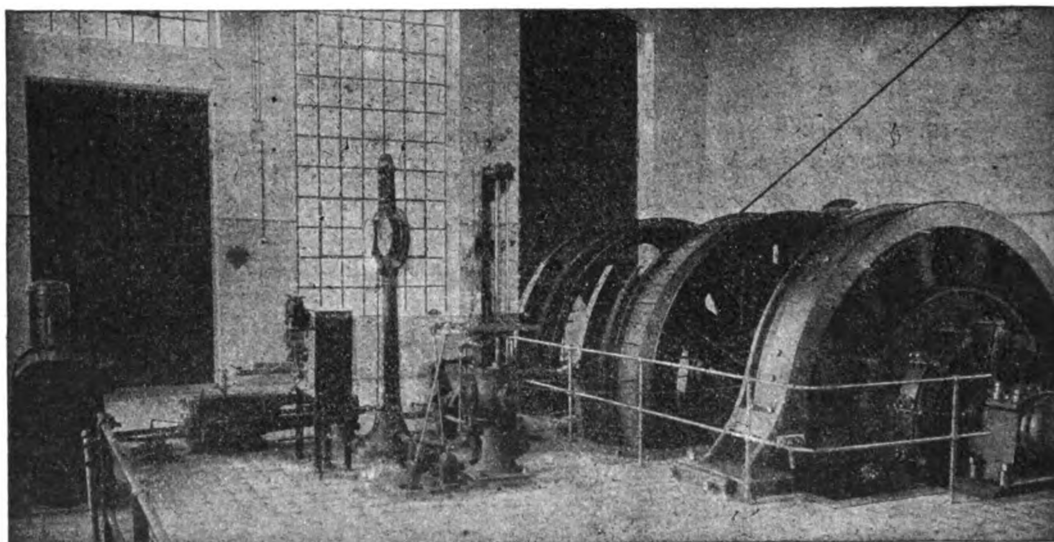


Fig. 17. — Machine d'extraction du puits du comte Bülow (installée par l'A. E. G.).

La machine d'extraction représentée par la figure 17 est constituée par deux tambours cylindriques de 3 mètres de diamètre et $0^{m},60$ de largeur sans câble d'équilibre. Le câble rond en acier a un diamètre de 32 millimètres et comprend 6 brins de 19 fils de 2 millimètres de diamètre; il pèse $3^{kgr},4$ par mètre et présente une charge de rupture de 48 800 kilogrammes. La vitesse de rotation des tambours est de 32 tours par minute : ceux-ci sont directement entraînés par un moteur à 220 volts, 12 pôles, 32 tours par minute, 108 chevaux comme puissance normale et 240 chevaux au démarrage.

Le groupe convertisseur tourne à une vitesse variant entre 567 et 500 tours. Le moteur triphasé, alimenté sous 3 000 volts à 50 périodes, a 10 pôles et une puissance de 75 chevaux. La dynamo de démarrage, munie d'enroulements de compensation, a une puissance de 100 kilowatts sous 220 — 0 — 220 volts. L'excitatrice compound a une puissance de 6,5 kilowatts sous 110 volts et est accouplée directement avec le groupe. Le volant en acier pèse 6,3 tonnes et a $2^{m},47$ de diamètre : sa vitesse périphérique maxima est de $77^{m},6$ par seconde.

Les caractéristiques des autres installations principales effectuées par l'A. E. G. sont résumées dans le tableau suivant :

SOCIÉTÉ EXPLOITANTE	EMPLACEMENT	PUISSANCE D'EXTRACTION en 8 heures	PROFONDEUR	NOMBRE DE BERLINES	CHARGE UTILE	VITESSE D'EXTRACTION ET VITESSE pour le personnel.	MACHINE D'EXTRACTION	MODE D'ENTRAINEMENT	GROUPE CONVERTISSEUR
		tonnes	mètres		kgr.	m./s.			
Société anonyme des charbonnages « L'Espérance et Bonne Fortune ».	Puits St-Nicolas, à Montégnée-lez-Liège.	500	368 provt 600 ensuite	4	2 400	10 5	Poulie Kœpe, 3 m. de diam., câble supérieur plat acier de 95 × 20 mm., 5kgr,7 par mètre, 77 750kgr charge de rupture : câble supr plat acier de 92 × 20 mm. 5kgr,7 par mètre, 58 550kgr à la rupture.	Attaque directe, 64 tours par minute, moteur 500 volts, 12 pôles, 320/425 chevaux.	Vitesse de rotation : 320 — 272. *Moteur triphasé* : 1 000 volts, 44 périodes, 16 pôles, 336 tours. Puissance : 250 chevaux. *Dynamo de démarrage* shunt : 650 kw. sous 500 — 0 — 500 volts. *Excitatrice* compound : 20 kw., 110 volts, entraînée par un moteur triphasé spécial. *Volant* acier : 40 tonnes, 4m,2 de diamètre, vitesse périphérique max. 72m,80 par seconde.
Saar und Mosel Bergwerks A. G.	Puits V Spittel-Karlingen.	»	500	2	1 250	5 5	Tambours cyl. 2 m. de diam., 1m,40 largeur, câble rond acier 7 torons à 7 fils, diam. extérieur 20 millimètres, charge de rupture 20 000 kgr.	Engrenage simple à chevrons. Rapport 1/4, vitesse des tambours 40 tours par minute, moteur 230 volts, 14 pôles, 200 tours par minute, 120/230 chevaux.	Vitesse de rotation 590 — 500 t. *Moteur triphasé* : 5 000 volts, 50 périodes, 10 pôles, 600 tours par minute, 90 chevaux. *Dynamo de démarrage* : 84 kilowatts, enroulement compensateur 230 — 0 — 230 volts. *Excitatrice* compound : 6 kw. sous 130 volts, accouplement direct. *Volant* : 6,5 tonnes — 2m,47 de diamètre, 77m,6 par seconde, vitesse périphérique maxima.
Gewerkschaft Wintershall.	Herringen-sur-la-Werra.	540	430	2	1 800	8 5	Poulie Kœpe, 4m,20 de diam., câble supr rond, diam. 33 mm., charge de rupture 65 000 kgr., câble infér. plat en fils d'acier de 85 × 22 mm., charge de rupture 70 000 kgr.	Attaque directe 36tours,5 moteur 220 volts, 12 pôles, 245/375 chevaux.	Vitesse de rotation : 354 — 318. *Moteur triphasé* : 500 volts, 50 périodes, 16 pôles, 250 chevaux. *Dynamo de démarrage* : 205 kilowatts, 220 — 0 — 220 volts, enroulement compensateur. *Excitatrice* : 10 kilowatts, 150 volts, directement accouplée. *Volant* acier : 16 tonnes, diam. 4m,2, vitesse périphérique max 82m,80.
Moselhütte A. G., à Maizières.	Puits Ste-Marie-aux-Chênes.	900	180	2	3 600	7	Tambours cylindriques 4 m. de diam., 0m,85 de largeur, câble rond 37 mm., charge de rupture 65 850 kgr.	Attaque directe 33tours,5 moteur 220 volts, 10 pôles, 375/720 chevaux.	Vitesse de rotation : 428 — 358. *Moteur triphasé* : 5 000 volts, 50 périodes, 14 pôles. *Dynamo de démarrage* : 320 kilowatts, 220 — 0 — 220 volts. *Excitatrice* compound : 16 kilowatts, 110 volts, accouplée directement. *Volant* acier : 15 tonnes, diam. 3m,9, vitesse périphérique max. 87m,4.

SOCIÉTÉ EXPLOITANTE	EMPLACEMENT	PUISSANCE D'EXTRACTION en 8 heures.	PROFONDEUR	NOMBRE DE BERLINES	CHARGE UTILE	VITESSE D'EXTRACTION ET VITESSE pour le personnel.	MACHINE D'EXTRACTION	MODE D'ENTRAINEMENT	GROUPE CONVERTISSEUR
		tonnes.	mètres.		kgr.	m./s.			
Hohenlohe-werke A. G.	Puits Ida.	270	270	1	750	6 4	Tambours cylindriques 2m,50 de diam., 1m,14 de largeur, câble rond de 26 mm., charge de rupture 28 800 kgr.	Attaque directe 47 tours, moteur 400 volts, 12 pôles, 100/185 chevaux.	Vitesse de rotation : 585 — 515. *Moteur triphasé* : 500 volts, 50 périodes, 10 pôles, 100 chevaux. *Dynamo de démarrage* : 86 kilowatts, 400 — 0 — 400 volts, enroulement de compensation. *Excitatrice* compound : 9 kilowatts. 220 volts, 965 tours par minute, entraînée par un moteur triphasé spécial. *Volant* : 5 tonnes, 2m,80 diam., vitesse périphérique max. 88 m. par seconde.
Mines de Makijew, province du Don (Russie).	»	550	300	2	1 500	7,5 3,75	Poulie Kœpe, 3m,6 de diam., câble supr rond, 31 mm. de diam., câble infér. plat en fils d'acier.	Attaque directe 40 tours par minute, moteur 400 volts, 12 pôles, 170/280 chevaux.	Vitesse de rotation : 585 — 515. *Moteur triphasé* : 2 000 volts, 50 périodes, 10 pôles, 175 chevaux. *Dynamo de démarrage* : 145 kilowatts, 220 — 0 — 220 volts, enroulement compensateur. *Excitatrice* compound : 10 kilowatts, 220 volts, entraînée par moteur triphasé. *Volant* : 7 tonnes 5, 2m,80 diam., vitesse périphérique max. 88 m. par seconde.

Les machines d'extraction électriques du charbonnage Matthias Stinnes, à Carnap, près

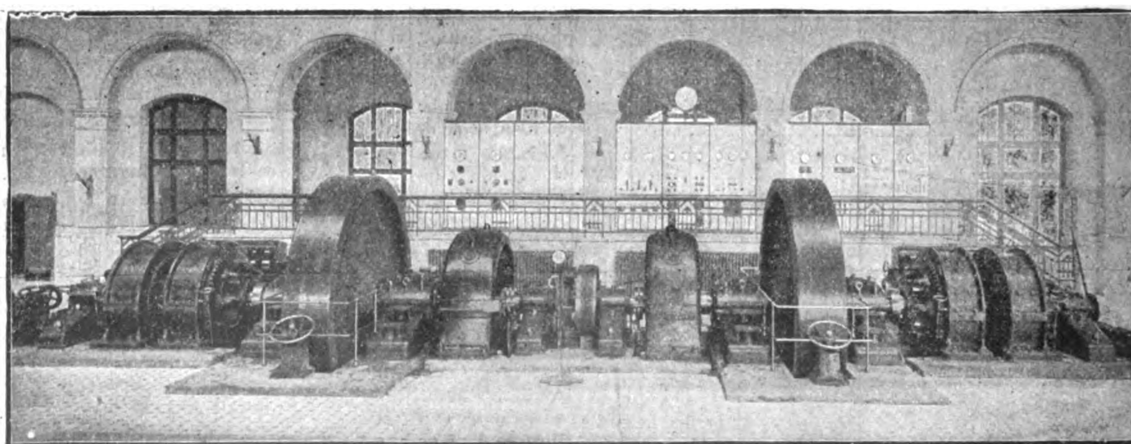


Fig. 18. — Groupe compensateur du charbonnage Mathias Stinnes.

d'Essen, qui fait partie d'une installation étendue et très complète, présentent un intérêt particulier.

Ces machines d'extraction sont au nombre de quatre : d'eux d'entre elles ont été établies par la Société Siemens-Schuckert, une par l'A. E. G, et la quatrième par la Société Lahmeyer-Felten et Guilleaume. Ces quatre machines sont desservies et alimentées par un groupe Ilgner complexe fourni par la Société Siemens-Schuckert : ce groupe est alimenté en courants triphasés par une usine génératrice distante de 19 kilomètres.

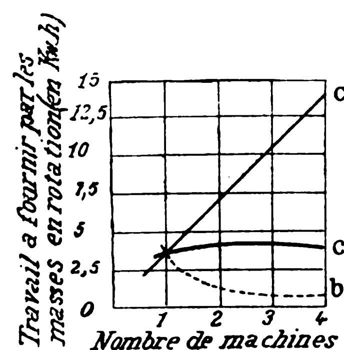
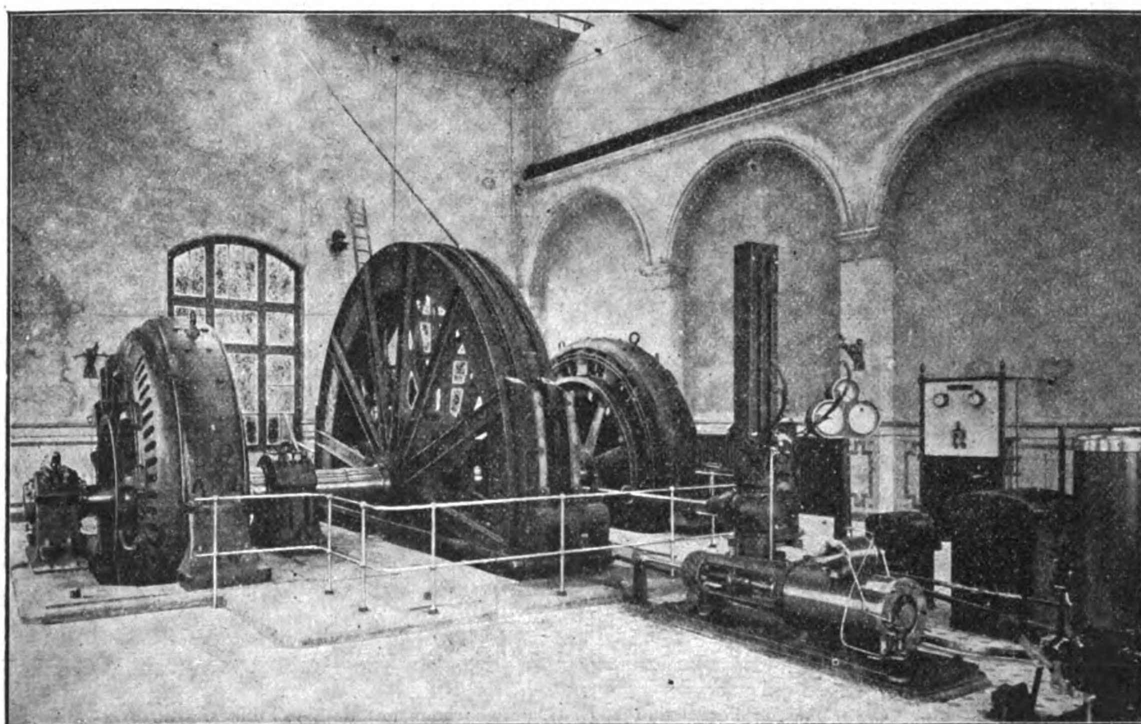


Fig. 19.

Le groupe compensateur, représenté par la figure 18, comprend quatre dynamos de démarrage, deux moteurs triphasés à 5000 volts et 50 périodes et deux volants, le tout accouplé ensemble. Chaque dynamo de démarrage (400 volts max.) peut fournir à l'une ou l'autre des quatre machines d'extraction l'énergie nécessaire pour soulever la pleine charge d'extraction à demi-vitesse ; deux dynamos de démarrage couplées en série (800 volts max.) peuvent fournir à une machine d'extraction l'énergie nécessaire pour la pleine charge à la pleine vitesse. Chaque moteur triphasé a la puissance moyenne nécessaire pour une machine d'extraction travaillant à pleine charge à pleine vitesse, ou pour l'alimentation de deux machines à mi-vitesse ou à mi-charge : cette puissance est de 500 chevaux. Les groupes


Fig. 20. — Machine d'extraction Siemens-Schuckert du charbonnage Mathias Stinnes.

compensateurs tournent à une vitesse de 375 tours par minute, et la masse des deux volants est de 80 tonnes (chacun 40 tonnes). Cette masse totale de 80 tonnes étant suffisante pour le service d'une machine d'extraction peut être considérée comme suffisante pour le service de plusieurs machines. En effet, si deux, trois ou quatre machines de même puissance

fonctionnent ensemble et si toutes ces machines démarrent exactement au même instant, le travail que doivent fournir ces masses (quantité totale d'énergie à compenser), croît proportionnellement au nombre des machines (courbe *a*, fig. 19). Si, au contraire, les démarrages des différentes machines ont lieu successivement, le travail que doivent fournir les masses

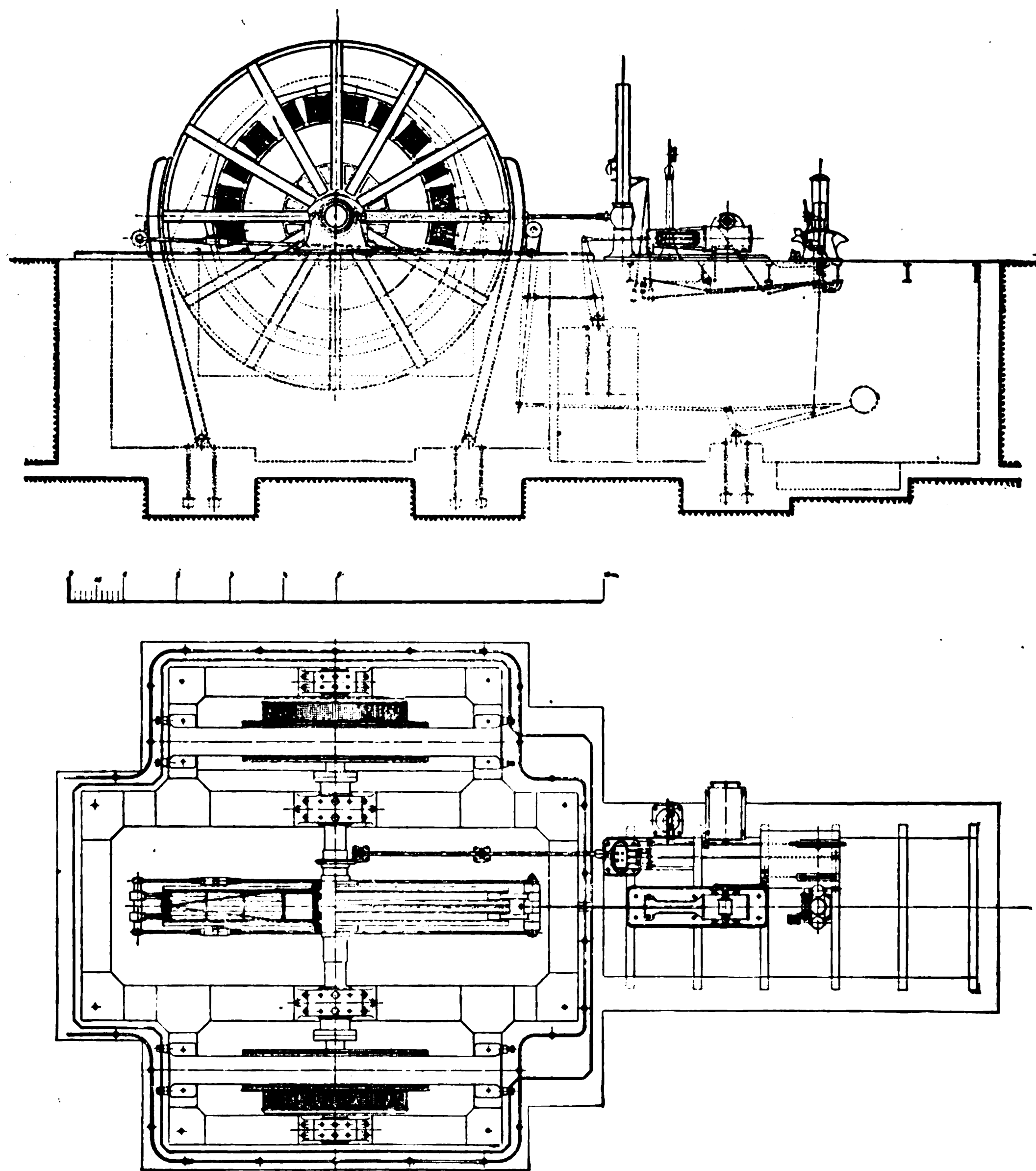


Fig. 21. — Machine d'extraction A. E. G. des charbonnages Mathias Stinnes.

diminue au lieu d'augmenter (courbe *b*, fig. 19). La probabilité que le cas le plus défavorable (démarrages exactement simultanés) se produise est de 1/4 avec quatre machines, 1/3 avec 3, et 1/2 avec deux machines. Dans ces conditions, la quantité moyenne *probable* d'énergie à compenser lors du service de quatre machines est représentée par la courbe *c* (fig. 19), d'après laquelle on voit que la masse nécessaire pour une machine est suffisante pour quatre. Si le cas le plus défavorable, celui du démarrage simultané, se produisait, la

vitesse des masses en rotation diminuerait un peu plus que d'habitude ; la tension des dynamos de démarrage et, par suite, la puissance absorbée par les moteurs d'extraction diminuerait, et il n'y aurait pas d'inconvénient. On peut même adjoindre au système un appareil automatique qui réduit la vitesse d'extraction dès que celle des masses descend au-dessous d'une limite donnée.

L'une des deux machines d'extraction Siemens-Schuckert desservant le puits n° III est représentée par la figure 20. Elle comprend deux moteurs à attaque directe et une poulie

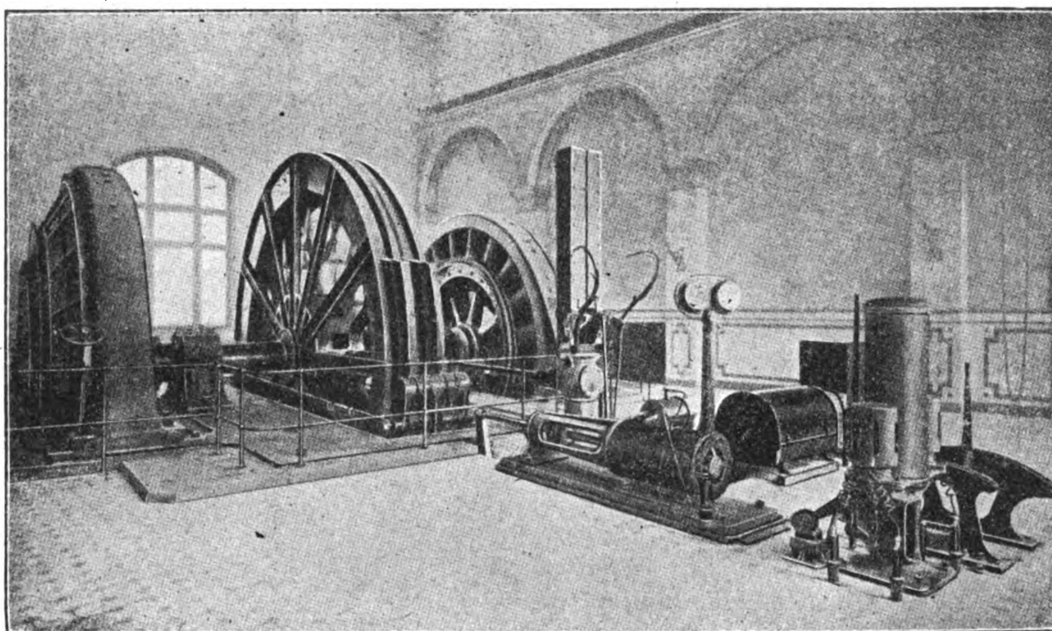


Fig. 22. — Machine d'extraction A. E. G. des charbonnages Mathias Stinnes.

Koepe de 6^{m},50 de diamètre portant un câble rond en fil d'acier de 59 millimètres de diamètre. La puissance d'extraction en huit heures est de 800 tonnes ; la profondeur est actuellement de 500 mètres et sera portée plus tard à 800 mètres ; la charge utile est de 4 800 kilogrammes en huit berlines. La vitesse d'extraction est de 14 mètres par seconde et la vitesse de transport du personnel de 10 mètres par seconde.

La machine d'extraction installée par l'Allgemeine Elektricitäts Gesellschaft au puits IV des charbonnages Mathias Stinnes et desservie par le groupe convertisseur dont il vient d'être question est représentée par les figures 21 et 22. Elle comprend aussi une poulie Koepe de 6^{m},50 de diamètre et deux moteurs shunt de 400 volts, à 20 pôles, 41 tours par minute, 560 chevaux de puissance normale et 1 000 chevaux à la fin de l'accélération. L'excitation des moteurs est faite sous 220 volts. Le câble supérieur rond en fil d'acier a un diamètre de 48 millimètres et présente une charge de rupture de 143 800 kilogrammes et un poids de 9^{kgr},1 par mètre. Le câble inférieur plat en fil d'acier de 132 $\times$ 26 millimètres pèse 9^{kgr},1 par mètre courant et présente une charge de rupture de 73 000 kilogrammes. La charge utile est de 4 800 kilogrammes en huit berlines et exceptionnellement de 5 600 kilogrammes. La cage et ses accessoires pèsent 8 000 kilogrammes : une berline pèse 375 kilogrammes. La profondeur est de 800 mètres ; la vitesse d'extraction est de 14 mètres par seconde et la

vitesse de transport du personnel de 10 mètres par seconde ; la puissance d'extraction est de 800 tonnes en huit heures.

La machine d'extraction de la Société Lahmeyer-Felten et Guilleaume, desservant le même puits que le précédent, est représentée par la figure 23 ; la figure 24 montre les détails d'un des deux moteurs qui entraînent la poulie Kœpe. Celle-ci a un diamètre de 6^m,50 : son arbre a un diamètre de 550 millimètres au clavetage et de 420 millimètres dans les paliers dont la portée est de 600 millimètres ; l'écartement d'axe en axe des paliers est de 3 600 millimètres. L'arbre de la poulie Kœpe est entraîné, au moyen de deux accouplements rigides, par les arbres des deux moteurs qui ont 400 millimètres de diamètre au clavetage des induits et 300 millimètres dans les paliers, dont la portée est de 500 millimètres.

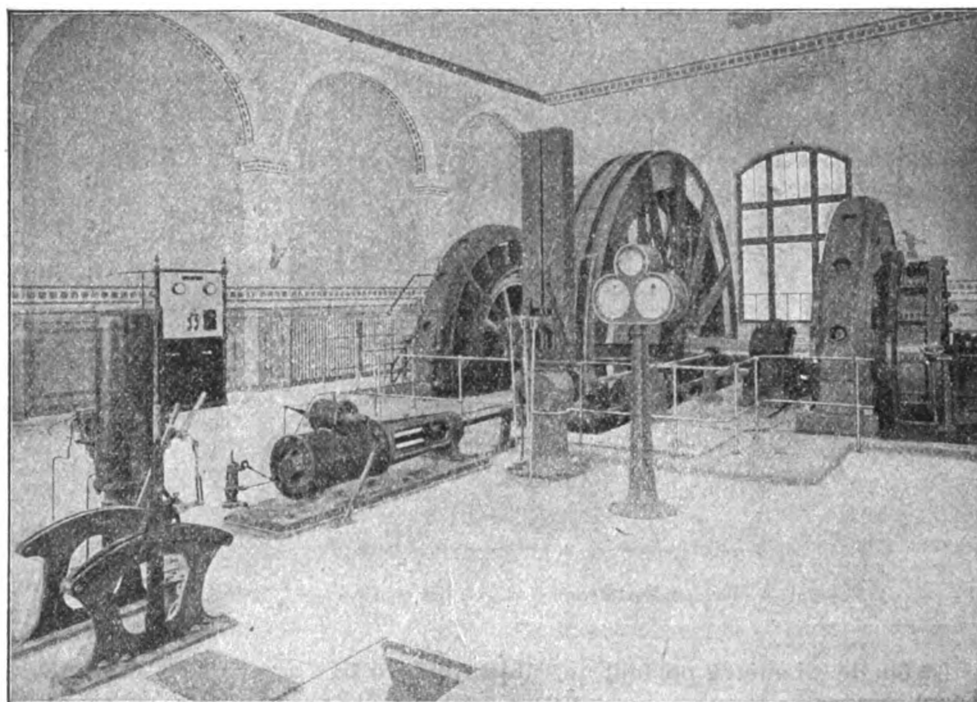


Fig. 23. — Machine d'extraction Lahmeyer-Felten et Guilleaume.

Les poids de la cage, des berlines et de la charge utile sont les mêmes que précédemment. La puissance des deux moteurs réunis atteint 2 000 chevaux au démarrage et 1 120 chevaux en marche normale. La vitesse de rotation en marche normale est de 41 tours par minute. La vitesse de la cage est indiquée à chaque instant au mécanicien par un indicateur système Karlik. La machine, comme les autres, est pourvue de deux freins, un frein de manœuvre à air comprimé et un frein de sûreté à contrepoids arrêtant la machine en six secondes quand la cage est à la vitesse de 14 mètres par minute. Ce frein, muni d'un poids de 550 kilogrammes, exerce un effort de freinage de 15 760 kilogrammes ; il est mis en action quand l'air comprimé manque, quand le courant manque, quand il se produit une surcharge de la machine d'extraction, quand la cage dépasse la recette, ou quand le mécanicien manœuvre le levier de sécurité.

Le schéma des connexions est reproduit sur la figure 25. Sur ce schéma, D et D_1 représentent les dynamos de démarrage ; E l'excitatrice (220 volts), *Ma* l'appareil de manœuvre ;

Is l'interrupteur de secours, M et M_1 les moteurs de la machine d'extraction reliés en série, *a* et *v* un ampèremètre et un voltmètre, AS un appareil de sécurité, R un relais à action différée

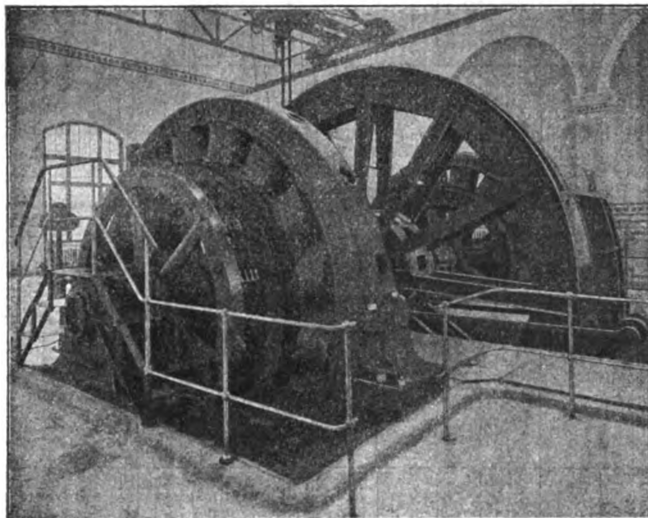


Fig. 24. — Machines d'extraction Lahmeyer des charbonnages Mathias Stinnes.

et *Dis* l'électro-aimant d'un disjoncteur. L'appareil de sécurité AS a pour fonction de protéger les moteurs contre une surcharge et d'arrêter la machine d'extractionsi la surcharge persiste. Il consiste en un électro-aimant excité par le courant principal du moteur et qui freine, au moyen d'un levier, un petit disque calé sur l'axe de l'appareil de manœuvre. De cette façon, cet appareil se trouve immobilisé si, par suite d'une manœuvre trop rapide, l'intensité de courant a atteint une valeur exagérée. En même temps, l'électro-aimant met en action un relais à action différée qui, au bout d'un certain temps, si la surcharge persiste, arrête la machine en coupant le courant d'excitation des moteurs.

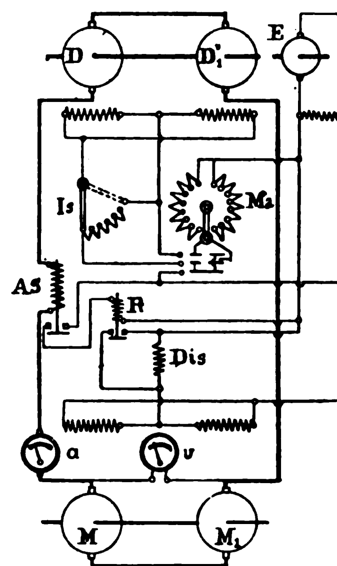


Fig. 25.

L'installation des charbonnages Mathias-Stinnes sera prochainement complétée par un deuxième groupe de démarrage avec quatre dynamos, deux moteurs et deux volants semblables au premier. Les deux groupes se trouveront accouplés électriquement ensemble, quoique mécaniquement distincts, et chaque dynamo d'un des groupes sera reliée en série avec une des dynamos de l'autre groupe pour alimenter les deux moteurs d'une machine d'extraction. Les volants du deuxième groupe (80 tonnes) ne sont pas indispensables à la compensation, mais ils l'amélioreront évidemment. Ces deux volants sont surtout prévus comme réserve, car, avec l'installation actuelle, l'usine centrale d'Essen, située à 19 kilomètres des charbonnages, et qui fournit à ceux-ci les courants triphasés, ne subit, du fait du fonctionnement des machines d'extraction, aucune variation de tension.

Pour terminer ce qui a trait au système Ilgner, nous avons résumé dans le tableau suivant les caractéristiques principales des autres installations intéressantes effectuées par la Société Siemens-Schuckert.

•••

SOCIÉTÉ exploitante	EMPLACEMENT	PUISSANCE d'extraction en 8 heures	PROFONDEUR	NOMBRE de berlines	CHARGE UTILE	VITESSE d'extraction	MACHINE d'extraction	MODE d'entraînement	PRODUCTION et nature du courant d'alimentation : distance de l'usine génératrice.	DATE de mise en service
		tonnes.	mètres.		kgr.	m./s.				
Salines de Friedrichshall (1).	Puits König Wilhelm II, à Kochendorf.	600	188	2	1 400	7	Tambours cylindriques, 3 m. diam., câble 30 mm. diam.	1 moteur à attaque directe.	Vap. et eau, triphasé, 2 000 v., $1^{km},5$.	Oct. 1903.
Steinkoblenwerk Glückhoff-Friedenshoffnung.	Puits Erbstollen, à Hermsdorf.	400	200 provt 350 plus tard	2	1 500	5	Tambours cylindriques, 4 m. diam., câble 35 mm. diam.	1 moteur av. engr. simple.	Vapeur, triphasé, 2 000 v., $1^{km},2$.	Oct. 1904.
Mansfeldsche Kupferschiefer.	Puits Hermann, à Eisleben.	760	provt 330 ensuite 575	4	2 200	provt 6 plus tard 12	Poulie Kœpe, 5 m. diam., câble 38 mm. diam.	1 moteur à attaque directe.	Moteur à gaz, triph., 3 000 v., $6^{km},5$.	Avril 1905.
Steierische Montanwerke Mayr von Melnhof.	Piberstein.	480	120	1	800	3,5	Tambours cylindriques, $1^{m},70$ de diam., câble 25 mm. diam.	1 moteur av. engr. simple.	Eau, triphasé, 3 000 v., 5 kil.	Mai 1905.
Mines de Wendel, à Hamm.	Puits Henri, à Pelkum.	1 400	provt 750 ensuite 900	8	5 200	18	Poulie Kœpe, $6^{m},4$ diam., câble 60 mm. diam.	2 moteurs à attaque dir.	Vapeur, triphasé, 3 000 v., $0^{km},5$.	Oct. 1905.
Büxer Kohlen-Bergbau G.	Puits Gisela, à Brüx.	680	152	2	1 600	4	Tambours cylindriques, $2^{m},60$ de diam., câble 26 mm.	1 moteur av. engr. simple.	Vapeur, triphasé, 2 000 v., $0^{km},01$.	Nov. 1905.
Gräflich Larich Bergdirektion.	Karwin.	1 000	530	4	3 050	12	Tambours cylindriques, $4^{m},7$ de diam., câble 37 mm. diam.	1 moteur à attaque dir.	Vapeur et gaz de fours à coke, triph., 3 000 v., $1^{km},8$.	Nov. 1905.
Braunkohlenwerk Görlitz.	Puits « Ville de Görlitz », à Kohlfurt.	800	100	2	900	6	Tambours cylindriques, $2^{m},50$ de diam., câble 25 mm.	1 moteur à attaque dir.	Vapeur, triphasé, 500 v., $0^{km},1$.	Janv. 1906.
Steinkohlenwerk Rheinpreussen.	Puits IV, à Homberg.	1 150	provt 300 ensuite 800	4	2 200	provt 13,6 ensuite 18	Tambours cylindriques, $4^{m},50$ de diam., câble 40 mm., plus tard poulie Kœpe, 6 m. diam.	Provt 1 moteur, plus tard 2 moteurs à attaque dir.	Vapeur, triphasé, 5 000 v., $0^{km},5$.	Mars 1906.
Id.	Puits V, à Homberg.	1 300	provt 300 ensuite 600	6	3 300	provt 9 ensuite 18	Poulie Kœpe, diam. 6 m., câble $45^{mm},5$.	2 moteurs à attaque dir.	Vapeur, triphasé, 5 000 v., $0^{km},5$.	Déc. 1906.
Lisbuschiner Bergbau G.	Puits Charles, à Schwadowitz.	360 provt 340 ensuite	300 provt 400 ensuite	2	1 700	5	Tambours cylindriques, $2^{m},80$ de diam., câble $27^{mm},5$.	1 moteur à attaque dir.	Vapeur, triphasé, 3 000 v., $3^{km},6$.	Mars 1906.

(1) Deux vues du groupe Ilgner de cette installation sont données plus loin (figures 26 et 27).

SOCIÉTÉ EXPLOITANTE	EMPLACEMENT	PUISSANCE D'EXTRACTION en 8 heures.	PROFONDEUR	NOMBRE DE BERLINES	CHARGE UTILE	VITESSE D'EXTRACTION	MACHINE D'EXTRACTION	MODE D'ENTRAINEMENT	PRODUCTION ET NATURE DU COURANT d'alimentation : distance de l'usine génératrice.	DATE de MISE EN SERVICE
		tonnes.	mètres.		kgr.	m./s.				
Priestman Collieries Ltd.	Newcastle on Tyne.	832	76	»	1 585	2,44	Tambours cylindriques, $1^{m},70$ de diam., câble 24 mm. diam.	1 moteur av. engr. double.	Vapeur, triphasé, 5 500 v., 8 kil.	Mars 1906.
Gewerkschaft Johannashall.	Busenstedt.	450	prov^{t} 548 ensuite 800	2	1 800	10	Poulie Kœpe, $4^{m},60$ diam., câble 35 mm. diam.	1 moteur à attaque dir.	Eau, triphasé, 5 500 v., $2^{km},8$.	Mai 1906.
Bergbau A. G. Friedrichshütte.	Puits St-Fernando, à Herdorf.	112	prov^{t} 425 ensuite 775	1	900	6	Tambours cylindriques, $3^{m},65$ de diam., câble 23 mm.	1 moteur av. engr. simple.	Vapeur, triphasé, 2 000 v., 2 kil.	Juillet 1906.
Bergverwallung G. von Giesche.	Puits Carmer, à Schoppinitz.	790	400	4	2 200	15	Poulie Kœpe, 6 m. diam., câble 40 mm.	1 moteur à attaque dir.	Vapeur : machines et turbines, triphasé, 2000 v., $1^{km},35$.	Juillet 1906.
Id.	Id.	1 580	400	8	4 400	15	Poulie Kœpe, 6 m. diam., câble 54 mm.	2 moteurs à attaque dir.		
Konigliche Berginspetition Sulzbach.	Puits Colonie à Friedrichsthal.	500	465	2	1 575	10	Poulie Kœpe, $4^{m},50$ diam., câble plat 103×16 mm.	1 moteur à attaque dir.	Vapeur, triphasé, 5 000 v., $1^{km},5$.	Juillet 1906.
United Alkali C°.	Puits San Antonio (Espagne).	163	148	1	1 000	1,27	Tambours cylindriques, $1^{m},80$ de diam., câble 20 mm.	1 moteur av. engr. double.	Eau, triphasé, 3 300 v., $1^{km},6$.	Août 1906.
Id.	Puits San Luis.	406	148	2	2 000	1,52	Tambours cylindriques, $2^{m},40$ de diam., câble 27 mm.	1 moteur av. engr. double.		
Gewerkschaft Deutscher Kaiser, Hamborn.	Puits VI, à Neumühl.	1 200	700	8	4 640	15	Poulie Kœpe, 8 m. diam., câble 50 mm.	2 moteurs à attaque dir.	Vapeur et gaz, triph., 5 000 v., 0,1 et 2 kil.	Oct. 1906.
Charbonnages von Donnersmark-Beuthen.	Puits Klara, à Raibl, près Tarvis.	200	300	1	900	8	Tambours cylindriques, $2^{m},50$ de diam., câble 26 mm diam.	1 moteur av. engr. simple.	Eau, triphasé, 5 500 v., $3^{km},7$.	Oct. 1906.
Witkowitzer Steinkohlengruben.	Puits Salomon.	prov^{t} 825 ensuite 970	prov^{t} 886 ensuite 1 060	4 6	3 400 5 100	13,9 12,75	Tambours cylindriques, 5 m. diam., câble 40, 37,5 et 35 mm. diam.	Prov^{t} 1 moteur, ensuite 2 moteurs à attaque dir.	Gaz de fours à coke, triphasé, 3 000 v., 1 kil.	Nov. 1906.
Gewerkschaft Mont-Cenis.	Puits III, à Sodingen.	1 150	prov^{t} 400 ensuite 600	6	3 600	20	Poulie Kœpe, 6 m. diam., câble 45 mm.	1 moteur à attaque dir.	Turbines à vap., triph., 2 000 v., $0^{km},35$.	Nov. 1906.

SOCIÉTÉ exploitante	EMPLACEMENT	PUISSANCE d'extraction en 8 heures.	PROFONDEUR	NOMBRE de berlines	CHARGE UTILE	VITESSE d'extraction	MACHINE d'extraction	MODE d'entraînement	PRODUCTION et nature du courant d'alimentation : distance de l'usine génératrice.	DATE de mise en service
		tonnes.	mètres.		kgr.	m./s.				
Gräflich Ballesbremsche Güter Verwaltung.	Puits Castellengo, à Biskupitz.	1 300	260	4	2 300	12,5	Poulie Kœpe, 5 m. diam., câble 38 mm.	1 moteur à attaque dir.	Machines et turbines à vapeur, triph., 1 000 v., $0^{km},1$.	Nov. 1906.
Union A. G. für Bergbau.	Puits Frédéric, près Wissen, à Sieg.	320	570	2	2 000	6	Tambours cylindriques, 4 m. diam., câble 34 mm.	1 moteur à attaque dir.	Vapeur, triphasé, 2 000 v., $1^{km},5$.	Nov. 1906.
Staatsmijnen, Limbourg (Hollande).	Puits Wilhelmine, à Heerlen.	790	500	4	2 200	12	Tambours cylindriques, 6 m. diam., câble 40 mm.	1 moteur à attaque dir.	Vapeur, triphasé, 2 000 v., $0^{km},01$.	Déc. 1906.
Krupp à Essen.	Puits Emscherlippe.	1 230	prov^{t} 660 ensuite 900	8	6 000	20	Poulie Kœpe, $6^{m},40$ diam., câble 60 mm.	2 moteurs à attaque dir.	Vapeur, triphasé, 3 000 v., $0^{km},005$.	Déc. 1906.
Duffryn Rhondha Colliery C°.	Port Talbot.	1 500	prov^{t} 475 ensuite 610	2	4 050	15,2	Poulie Kœpe, $5^{m},5$ diam., câble 47 mm.	1 moteur à attaque dir.	Vapeur, triphasé, 2 200 v., $0^{km},03$.	Janv. 1907.
Konigliches Bergwerks-administration.	Bexbach.	680	250	2	1 000	9,5	Tambours cylindriques, $2^{m},50$ de diam., câble $24^{mm},5$.	1 moteur à attaque dir.	Vapeur, triphasé, 500 v., $0^{km},1$.	Mars 1907.
Salines de Hercynia.	Puits II, à Vienenbrog.	400	154	1	650	8	Tambours cylindriques, $1^{m},85$ de diam., câble 23 mm.	1 moteur à attaque dir.	Vapeur, triphasé, 3 000 v., $0^{km},6$.	Juin 1905.
Königlische Berginspektion Friedrichsthal	Puits Maybach, à Brefeld.	170	560	1	750	8,4	Bobines de $1^{m},6$ et $3^{m},53$, câble plat 70 × 13 mm.	1 moteur av. engr. simple.	Turbine à vap., triph., 2 200 v., 2 kil.	Mars 1906.

D'après les différentes descriptions qui précèdent, on peut voir que le système Ilgner a pris, dans les deux dernières années, une extension extrêmement considérable.

(A suivre.) R. de Valbreuze.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Effets optiques produits par les translations de la matière à travers l'éther. — **J. Stark.** — *Physikalische Zeitschrift*, 15 mai 1906.

Les rayons-canal peuvent servir, par l'observation de l'effet de doublet, à déterminer les spectres qu'émettent les atomions monovalents et plurivalents. En outre, ils donnent la possibilité d'étudier les effets produits par un mouvement relatif de la matière et de l'éther. En effet, ils représentent des atomes chimiques, possèdent des vitesses ($3^{cm} . 10^{8}$ par seconde) si élevées

qu'elles ne se rencontrent dans aucun corps céleste, et présentent l'avantage que leur émission lumineuse peut être étudiée par un observateur immobile par rapport à eux. L'auteur a pu conclure, de certaines observations indiquées dans des publications précédentes, que la translation d'atomions entraîne la production d'une émission lumineuse : dans cette communication l'auteur décrit les résultats de deux expériences dont on peut tirer des conclusions sur la réaction entre l'éther et la matière en mouvement.

Lors de la translation de matière (atomions positifs) à travers l'éther, il se produit des oscillations propres électromagnétiques des parties élémentaires (électrons) de la matière et une émission d'énergie, sous formes d'ondes électromagnétiques (optiques). Il existe un équilibre entre l'émission lumineuse ainsi produite et l'énergie cinétique de la translation. L'intensité qu'acquiert une oscillation propre déterminée croît rapidement avec le carré de la vitesse de translation. Elle dépend, en outre, de la fréquence de l'oscillation et de la nature spéciale du système d'électrons qui l'émet, et, en particulier, de l'accouplement spécial et de la configuration du système d'électrons par rapport à l'éther environnant. En effet, différentes longueurs d'ondes d'une seule et même série possèdent différentes intensités, et des longueurs d'ondes à peu près égales de différentes séries peuvent, pour une même vitesse de translation, émettre des radiations d'intensités très différentes. L'émission de lumière produite par les translations à travers l'éther n'est donc pas seulement une fonction du carré de la vitesse et de la longueur d'ondes, mais aussi une fonction de certaines constantes spécifiques qui définissent l'accouplement de la matière avec l'éther.

Si l'on fait abstraction de l'effet de doublet, c'est-à-dire si l'on observe normalement à la translation, on trouve que la fréquence des oscillations propres optiques produites par la translation dépend du carré de la vitesse de translation : si celle-ci croît, la fréquence des oscillations propres diminue un peu. Cet effet est également une fonction du carré de la vitesse de translation et de la longueur d'ondes. Il a été déterminé par l'auteur sur la première série de l'hydrogène. Certainement l'étude d'autres séries et d'autres éléments indiquera que cet effet dépend aussi de certaines constantes spécifiques définissant l'accouplement de la matière et de l'éther.

Les deux effets, celui de l'émission lumineuse et celui de la modification de fréquence, sont des fonctions du carré de la vitesse de translation. La preuve expérimentale des deux effets montre avec certitude que la matière et l'éther possèdent un mouvement relatif quand la matière a un mouvement de translation.

De l'effet de la fréquence, on doit en outre conclure que les forces quasi-élastiques des oscillations propres optiques de la matière sont diminuées par suite de la translation à travers l'éther. On peut se demander si les forces quasi-élastiques sont réduites parallèlement à la translation dans la même proportion que perpendiculairement à la translation. L'auteur a observé que les oscillations lumineuses sont un peu plus intenses parallèlement à la translation que perpendiculairement à celle-ci. De plus, ses observations incertaines sur la polarisation et la décomposition des raies spectrales émises normalement à la translation semblent indiquer que la fréquence des oscillations parallèlement à la translation est un peu plus diminuée que la fréquence des oscillations normalement à la translation. De ces deux observations, on peut conclure que les forces quasi-élastiques de la matière parallèlement à la translation (forces longitudinales) sont plus diminuées que les forces quasi-élastiques normalement à la translation (forces transversales).

Il est possible qu'il existe une relation entre la variation des forces transversales et longitudinales d'une part et la production d'oscillations propres électromagnétiques par suite de la translation d'autre part. Si l'on suppose que, dans l'atomion positif, les électrons négatifs effectuent des mouvements périodiques nécessaires pour assurer la constitution de l'atome, ces électrons en mouvement périodique doivent être accouplés en un système de telle façon que leurs radiations se compensent mutuellement par suite de leurs accélérations, tant que l'atomion n'est pas déformé par des forces extérieures et est immobile par rapport à l'éther.

Quand le système des électrons négatifs est déformé sous l'effet de la translation à travers l'éther, il peut se produire une radiation. Si les mouvements périodiques des électrons possèdent des composantes parallèles et normales à la direction de translation, leurs électrons sont sou-

mis tantôt aux forces transversales, tantôt aux forces longitudinales : ces deux forces étant de grandeur différente par suite de la translation, les électrons entrent en oscillations parallèlement et normalement à la direction de translation, par suite de la variation périodique des forces quasi-élastiques. Si les forces quasi-élastiques, qui déterminent les dimensions d'un corps solide, sont modifiées par la translation d'une façon analogue aux forces quasi-élastiques de l'optique, les dimensions d'un corps solide dépendent de la vitesse de sa translation à travers l'éther, la dimension parallèle à la translation étant plus fortement diminuée que les dimensions normales à la translation. L'effet de variation de longueur des corps solides par suite de la translation à travers l'éther est une fonction du rapport v^2/c^2, v étant la vitesse de la translation, et c la vitesse de la lumière : il est donc très faible pour la vitesse de translation de la terre. Une autre difficulté à laquelle on se heurte pour le déceler sur la terre provient de ce que l'observateur lui-même participe à la translation et est soumis lui-même, ainsi que ses appareils de mesure, à l'action déformatrice de la translation. Le mouvement relatif de l'éther par rapport au milieu matériel étudié peut aussi être influencé par la proximité du reste de la masse terrestre. Il est donc douteux que l'on puisse être en état de déceler l'effet de la variation de longueur par suite de la translation. En tous cas, dans des expériences de ce genre, il faut tenir compte des considérations suivantes. En premier lieu la grandeur de deux effets dépend vraisemblablement de la nature spécifique de la matière étudiée. En second lieu, on ne peut observer que des différences de l'un des effets, et non des valeurs absolues. En effet, il faut d'abord comparer l'effet longitudinal E_l avec l'effet transversal E_t ; ensuite il faut comparer l'effet de variation de longueur sur un corps matériel k_1 avec le même effet sur un second corps k_2. L'observation donne donc la grandeur $E_{l1} - E_{l2} + E_{t2} - E_{t1}$. Si les effets homologues étaient peu différents ou égaux en grandeur pour toutes les sortes de matière, on ne pourrait pas les déceler tant que l'on prendrait part à la translation de la matière étudiée. Si cette hypothèse n'est pas exacte, ce qui est moins vraisemblable, on peut peut-être, avec une méthode d'observation suffisamment précise, déceler ces effets s'il n'existe pas d'influence du reste de la masse terrestre sur le mouvement relatif de l'éther et de la matière. On aurait, par exemple, à comparer entre elles les longueurs d'une baguette de cuivre et d'une baguette de verre, une fois quand les baguettes sont parallèles à la direction de translation, et l'autre fois quand elles sont normales à cette direction.

L'auteur envisage encore sous le point de vue suivant la réaction entre l'éther et la matière en mouvement. L'éther peut être polarisé électriquement ou magnétiquement. Dans les expériences de l'auteur sur les rayons-canal et lors de l'émission lumineuse des atomions, par suite de leur température moyenne élevée dans la flamme ou dans l'étincelle électrique, la translation a lieu dans l'éther non polarisé. Si l'on place la flamme ou l'étincelle électrique dans un champ magnétique, la translation, et par suite l'émission de lumière, se produisent dans l'éther polarisé magnétiquement. On peut se demander si, par suite de la translation à travers l'éther polarisé magnétiquement, les oscillations lumineuses sont produites avec une intensité différente parallèlement et perpendiculairement à la direction de polarisation de l'éther. N. Egoroff et N. Georgiewski ont observé que, dans le champ magnétique, pour certaines raies, les oscillations sont plus intenses normalement aux lignes de force magnétiques que les oscillations parallèlement aux lignes de force, quand on observe normalement aux lignes de force. Pour les rayons-canal dans l'hydrogène, l'auteur a trouvé que les oscillations parallèlement à la direction de translation sont un peu plus intenses que les oscillations normalement à cette direction. On a tenté de combiner ces deux observations de la façon suivante. Si la différence des deux directions d'oscillation au point de vue de l'intensité doit être attribuée, aussi dans le champ magnétique, à la translation à travers l'éther, celui-ci doit, par suite de la polarisation magnétique, posséder lui-même une vitesse v_a normale aux lignes de force magnétiques. Si, normalement aux lignes de force, la vitesse absolue de translation d'une particule lumineuse matérielle est v_m, la vitesse relative par rapport à l'éther est $v_m - v_a$. L'intensité des oscillations produites par la translation est donc une fonction de $(v_m - v_a)^2$. Par suite, pour les particules qui possèdent une vitesse normalement aux lignes

de force, les oscillations perpendiculairement aux lignes de force magnétiques doivent, au total, radier un peu plus d'énergie que les oscillations parallèlement aux lignes de force. Cette influence du champ magnétique doit pouvoir être observée à un degré différent pour différents atomions. Elle doit être d'autant plus facile à constater que le rapport $(v_a/v_m)^2$ est plus grand, c'est-à-dire que, pour un champ magnétique constant, la vitesse v_m ou la température moyenne est plus faible que la vitesse pour laquelle l'émission lumineuse, des particules matérielles est perceptible. L'effet d'Egoroff et Georgiewski doit donc être plus marqué sur les raies qui paraissent déjà intenses aux températures relativement basses que sur les raies qui n'apparaissent qu'aux températures élevées.

On peut déterminer, par l'étude de l'émission lumineuse des rayons-canal à faible vitesse (ions alcalins) dans le champ magnétique, si cette explication de l'expérience de Egoroff et Georgiewski est exacte, et si l'éther se déplace perpendiculairement aux lignes de force magnétiques. En effet, d'une part le rapport v_a/v_m a une valeur relativement grande, et d'autre part il n'existe qu'une direction de translation.

R. V.

Variations de résistance de couches métalliques minces par influence. Méthode directe pour la détermination du nombre d'électrons négatifs prenant part à la conductibilité. — **Bose.** — *Physikalische Zeitschrift*, 1er juin 1906.

Une feuille métallique mince est placée longitudinalement dans un bras d'un pont de Wheatstone pour la mesure de sa résistance. Cette feuille est maintenue entre deux plaques sensiblement plus épaisses en verre ou autre matière isolante. Sur ces plaques sont fixées deux armatures extérieures reliées à l'un des pôles d'une machine à influence. Le fonctionnement de celle-ci amène, sur les deux armatures extérieures, une charge de même signe, et, sur la feuille métallique intérieure, une charge de signe contraire produite par influence : l'un des sommets du pont est relié à la terre.

Il est facile de prévoir quelle sorte d'effet doit produire l'action de l'influence, suivant la façon dont on se représente la conduction métallique. Si la conduction était due à un nombre égal de particules électriques positives et négatives rencontrant dans l'intérieur du métal des résistances de frottement égales, il y aurait, sous l'action de l'influence, autant de particules d'un signe attirées que de particules de signe contraire repoussées. Le nombre total des particules resterait invariable et il n'y aurait aucune variation de résistance. Si les frottements rencontrés par les particules positives et négatives sont différents, l'action de l'influence mettra en mouvement un plus grand nombre de particules qui se déplacent facilement, et il pourra se produire une variation de résistance dont le signe dépendra de celui de l'influence et sera, dans des conditions identiques, toujours de même grandeur. Si les résistances de frottements de l'une des sortes de particules a, pratiquement, une valeur infinie, c'est-à-dire s'il n'existe que des électrons d'un signe prenant part à la conduction, l'effet d'influence sera particulièrement marqué, et l'on devra s'attendre à un accroissement de résistance dans le cas où les armatures extérieures auront une charge du même signe que celle des particules mobiles. Une charge de signe contraire des armatures extérieures devra donner une diminution de résistance, car le nombre des particules mobiles sera accru. Donc, si l'on admet, comme on l'a fait généralement jusqu'à ce jour, que les particules négatives seules sont mobiles, une charge positive des armatures extérieures produira une diminution de résistance, et une charge négative une augmentation de résistance. En fait, c'est ce qui a eu lieu sans exception dans toutes les expériences effectuées par l'auteur.

La grandeur de l'effet d'influence pour des couches suffisamment minces peut être mesurée facilement à 1 °/o près et l'expérience peut être faite directement : elle donne une méthode tout à fait directe pour la détermination du nombre des électrons négatifs prenant part à la conduction par unité de volume. Comme on le voit d'après les séries de mesures dont les résultats sont indiqués ci-dessous, les chiffres obtenus sont en bonne concordance avec ceux que l'on avait déterminés jusqu'ici.

L'auteur a employé des couches minces de platine déposées sur des feuilles de mica, telles que celles que l'on emploie assez fréquemment.

Les résultats qui suivent se rapportent à quatre séries d'expériences effectuées sur des couches de différentes épaisseurs.

FEUILLE	LONGUEUR DE LA COUCHE	LARGEUR DE LA COUCHE	RÉSISTANCE DE LA COUCHE en ohms.
1	11^{cm} 2	2^{cm} 6	326
2	14 0	2 5	219
3	10 4	2 5	52,8
4	12 2	2 3	1 600

Si l'on admet que le platine possède, dans cet état, la même conductibilité qu'à l'état compact, on trouve, d'après les dimensions superficielles et les valeurs moyennes de la résistance, que les feuilles avaient les épaisseurs suivantes :

1	$4,1 \cdot 10^{-6}$	millimètres.
2	$7,2 \cdot 10^{-6}$	—
3	$20 \cdot 10^{-6}$	—
4	$0,85 \cdot 10^{-6}$	—

Ces couches minces étaient placées entre deux grands disques de verre superposés sur les surfaces extérieures desquels étaient collées des feuilles d'étain servant d'armatures. Les capacités des condensateurs formés par les couches de platine et les armatures extérieures étaient les suivantes, dans l'ordre des feuilles : 77, 80, 69, 74 centimètres. La tension produite par la machine à influence, dont la vitesse de rotation n'était d'ailleurs pas absolument constante, était en moyenne de 76 unités électrostatiques : les quantités d'électricité agissant par influence sur la couche mince étaient d'environ 5 700, 6 000, 5 200 et 5 600 unités. Ces chiffres correspondent, si l'on prend pour charge d'un électron le chiffre concordant trouvé par J.-J. Thonson et par Loschmidt, aux quantités d'électrons suivantes :

1	$0,89 \cdot 10^{-13}$
2	$0,92 \cdot 10^{-13}$
3	$0,80 \cdot 10^{-13}$
4	$0,88 \cdot 10^{-13}$.

Si l'on calcule, d'après les épaisseurs indiquées ci-dessus et les dimensions extérieures des couches de platine, quelle serait l'augmentation ou la diminution du nombre des électrons par centimètre cube de platine, on obtient les valeurs suivantes :

1	$0,22 \cdot 10^{-19}$
2	$0,13 \cdot 10^{-19}$
3	$0,04 \cdot 10^{-19}$
4	$1,0 \cdot 10^{-19}$.

En ce qui concerne les variations de résistance mesurées au pont de Wheatstone, celles-ci se sont élevées dans les quatre séries d'expériences, à 0,51, 0,30, 0,10 et 5,5 ohms, soit environ en moyenne à 4 °/₀₀ des résistances mesurées.

Si l'on admet que la résistance de la couche est inversement proportionnelle au nombre d'électrons contenus dans la couche, c'est-à-dire que les résistances de frottement des électrons restent les mêmes, on trouve, d'après les variations observées, les valeurs suivantes pour le nombre d'électrons dans l'unité de volume :

1	$1,4 \cdot 10^{-22}$
2	$0,95 \cdot 10^{-22}$
3	$2,1 \cdot 10^{-22}$
4	$0,3 \cdot 10^{-22}$.

Si l'on compare à ces chiffres ceux trouvés jusqu'à présent comme nombre des électrons négatifs dans la platine (Richardson 5×10^{20}; Wilson $5 \cdot 10^{21}$; Patterson $1 \cdot 10^{22}$, Drude $1 \cdot 10^{24}$ — le nombre des atomes de platine dans un centimètre cube étant $2 \cdot 10^{23}$ —), on voit que la valeur moyenne trouvée concorde bien avec ces résultats.

Quoique les mesures qui précèdent ne soient qu'approximatives et provisoires, on voit que l'exactitude pourrait être considérablement augmentée si l'on prenait un soin suffisant aux mesures, particulièrement à celle du potentiel de la machine à influence. D'autre part, la grande précision de la méthode du pont permettrait de déceler l'effet d'influence sur des couches sensiblement plus épaisses. Des mesures faites sur d'autres métaux (obtenus par exemple par pulvérisation cathodique ou par d'autres moyens) sont en cours actuellement.

L'auteur indique qu'il souhaite vivement que d'autres expérimentateurs entreprennent des recherches dans la voie qu'il a tracée, car un grand nombre de problèmes se rattachent à l'effet d'influence. Telles sont : l'étude de la concentration des électrons dans des conducteurs métalliques quelconques, la vérification de toute une série de formules de la théorie électronique des métaux, la détermination des résistances de frottement et de la mobilité des électrons dans les conducteurs métalliques, l'influence de la force thermo-électrique de piles minces, etc.

En opérant sur une couche encore beaucoup plus mince que celle étudiée par l'auteur, et en

employant un potentiel très élevé, on doit parvenir à chasser tous les électrons négatifs de la couche : celle-ci doit alors n'être plus conductrice et ne doit plus agir comme écran électrostatique vis-à-vis d'une influence encore plus intense. Dans le sens des résistances décroissantes, c'est-à-dire de la concentration des électrons négatifs, on ne peut pas prévoir une telle limite à l'action d'écran. La réalisation pratique de ces cas extrêmes doit présenter des difficultés, mais ne semble pas impossible.

R. V.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Nouveaux transformateurs à haute tension. — **R. Nagel.** — *Elektrische Bahnen und Betriebe*, 23 mai 1909.

La Société Siemens-Schuckert a construit, pour les essais d'isolement, plusieurs transformateurs à 200 000 volts et, récemment, un transformateur à 400 000 volts d'une puissance de 200 kilowatts.

Cet appareil est destiné au laboratoire d'essais de câbles de la Société Siemens-Schuckert ; par suite des courants de charge importants qu'il présente, sa puissance a dû être ainsi choisie relativement élevée. Le transformateur doit pouvoir donner une différence de potentiel de 200 000 volts quand l'un ou l'autre pôle sont à la terre, et une différence de 400 000 volts entre bornes quand le milieu de l'enroulement à haute tension est relié à la terre. L'isolement de cet enroulement par rapport à la carcasse doit donc être établi de façon à résister à 200 000 volts.

Évidemment, il a fallu surmonter, pour l'établissement de cet appareil, un certain nombre de difficultés. L'isolement du secondaire par rapport au primaire et par rapport aux noyaux est assuré par de l'huile. La construction des bornes, c'est-à-dire le passage des fils extrêmes du bain d'huile à l'air libre, n'était pas facile, car le transformateur a des dimensions assez réduites. En fait, les bornes constituent deux petites portions de câble à 200 000 volts. Si l'on considère la section d'un câble concentrique dont L*i* est le conducteur intérieur, L*a* le conducteur extérieur et D le diélectrique, et si l'on suppose qu'il existe entre L*a* et L*i* une différence de potentiel E, il se produit dans le diélectrique un flux de déplacement radial qui, dans toutes les sections concentriques au conducteur intérieur, a la même grandeur. Ce flux est proportionnel au produit de la surface de la section cylindrique F_r par le déplacement θ_r normalement à cette surface : on a la relation :

$$\text{flux de déplacement} = F_r\theta_r = \text{constante}. \quad (1)$$

Le déplacement θ_r est égal à l'intensité de champ électrique dans sa direction $\mathbf{E}_r$ (gradient de potentiel négatif ou élévation de tension par unité de longueur, en volts par centimètre par exemple) multipliée par la constante diélectrique ε_r à la surface F_r. On a :

$$\theta_r = \mathbf{E}_r \cdot \varepsilon_r. \quad (2)$$

En introduisant cette valeur dans l'équation 1, on obtient la formule :

$$\mathbf{E}_r \cdot \varepsilon_r \cdot F_r = \text{constante}.$$

Ici on a : $F_r = 2\pi r l.$

Si l'on suppose un diélectrique homogène dont toutes les couches aient la même constante diélectrique ε_r, on a, d'après les équations qui précèdent

$$\mathbf{E}_r \cdot r = \text{constante}. \quad (3)$$

On voit que l'intensité du champ $\mathbf{E}_r$ est proportionnelle à l'inverse de la distance r au centre de la section : elle est donc répartie d'une façon non uniforme dans le diélectrique. Elle est maxima au voisinage du conducteur intérieur. En appelant $\mathbf{E}_i$ sa valeur en ce point, on a :

$$\mathbf{E}_i r_i = \mathbf{E}_r \cdot r = \text{constante},$$

en appelant r_i le rayon du conducteur intérieur. L'intensité de champ en une section concentrique quelconque de rayon r est donc :

$$\mathbf{E}_r = (r_i/r)\,\mathbf{E}_i. \quad (4)$$

La tension E supportée par tout le diélectrique est l'intégrale linéaire de l'intensité de champ :

$$E = \int_{r_i}^{r_a} \mathbf{E}_r dr,$$

r_a désignant le rayon du conducteur extérieur. En introduisant dans l'équation la valeur de $\mathbf{E}_r$ tirée de (4), on obtient :

$$E = \mathbf{E}_i r_i \int_{r_i}^{r_a} dr/r.$$

$$E = \mathbf{E}_i r_i \log \text{nat}\,(r_a/r_i). \quad (5)$$

L'épaisseur de la couche isolante est, en premier lieu, déterminée par la tension produite sur le diélectrique par le champ électrique qui, en aucun point pour l'isolant choisi, ne doit dépasser l'intensité de champ $\mathbf{E}_0$ (chute de tension en volts par mm.) correspondant à la rupture

de l'isolant. La tension maxima se produit, dans un câble concentrique, dans la couche intérieure. D'après l'équation (5), on peut calculer cette intensité de champ maxima $\mathbf{E}_i$ pour une différence de potentiel quelconque E entre le conducteur extérieur et le conducteur intérieur. Il faut, pour qu'il n'y ait pas rupture, que l'on ait :

$$\mathbf{E}_i < \mathbf{E}_o,$$

$$\frac{E}{r_i \log \operatorname{nat}(r_a/r_i)} < \mathbf{E}_o.$$

Pour de petits rayons r_i des conducteurs intérieurs, on est conduit souvent à une valeur supérieure à l'intensité de champ correspondant à la rupture des meilleurs isolants, et l'on est conduit à adopter, pour le conducteur intérieur, une section supérieure à la section correspondant à l'intensité du courant. Si l'on veut conserver un coefficient de sécurité égal à 2 ou 3, on ne doit pas soumettre les meilleurs isolants à une intensité de champ inférieure à 5000 volts par millimètre. Si, par exemple, on veut isoler pour 200000 volts un conducteur de 20 millimètres de diamètre ($r_i = 10$) de telle façon que l'intensité de champ agissant sur la couche intérieure ne dépasse pas 5000 volts par millimètre, la couche isolante, calculée d'après l'équation (5), doit avoir 540 millimètres d'épaisseur. Si la chute de tension, au lieu d'être maxima pour la couche intérieure et d'aller en décroissant pour les couches éloignées du centre, était partout uniforme (5000 volts par millimètre), il suffirait d'une épaisseur de 40 millimètres au lieu de 540. La valeur choisie dans cet exemple ($r_i = 10$ millimètres) pour le rayon du conducteur intérieur n'est pas celle qui conduit au volume minimum d'isolant à employer. Ce minimum est obtenu pour $r_i = 51$ millimètres : l'épaisseur de la couche isolante est alors de 63 millimètres : le diamètre extérieur de la borne, ou prise de courant, est donc de 228 millimètres : il est, malgré tout, beaucoup plus élevé que si, par un procédé quelconque, on pouvait parvenir à rendre uniforme la chute de tension.

La difficulté principale rencontrée dans la construction des bornes provient d'un autre ordre de phénomènes. On sait que si l'on essaie, dans un câble, un conducteur intérieur par rapport à l'enveloppe extérieure, on observe, à partir d'une certaine différence de potentiel, qu'il se produit à l'extrémité de l'enveloppe des décharges qui jaillissent le long de l'isolant : ces décharges ne peuvent pas être tolérées en marche normale, car elles échauffent l'isolant et abaissent sa tension de rupture. Il y avait donc lieu, pour les supprimer, de rechercher leurs causes.

La figure 1 montre la forme la plus simple de construction d'une borne. Au point de vue électrique, elle est identique à un condensateur dont les armatures sont constituées par le fil d et les parois S. Ces parois S ne forment pas seules l'armature extérieure : tout le reste de la surface extérieure de la borne et l'air qui la recouvre agissent comme armature. Les parties extérieures de la borne non recouvertes par les parois S agissent comme une série de condensateurs élémentaires k_1, k_2, k_3 reliés en parallèle, dont l'armature intérieure (fil d) a une bonne conductibilité, et dont les armatures extérieures b_1, b_2, b_3 ont une très faible conductibilité et sont reliées entre elles par la surface extérieure de la borne. Toutes les armatures extérieures b des condensateurs élémentaires k reçoivent leur courant de charge des bords r des parois S. Des bords r part donc la somme de tous les courants de charge $i_1 i_2 i_3 \ldots$ des condensateurs k_1, k_2, $k_3 \ldots$, tandis qu'en un point quelconque éloigné des parois S, par exemple compris entre les armatures b_8 et b_9, il ne passe que le courant $i_9 + i_{10} + i_{11} + \ldots$ Si l'on suppose d'abord tous les courants i égaux, on voit que l'intensité du courant total J passant sur la surface extérieure libre de la borne croît avec la distance au bord des parois r.

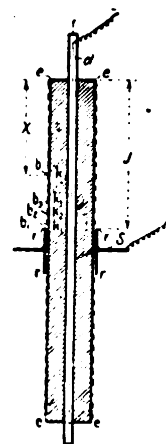


Fig. 1.

On peut supposer la résistance du conducteur superficiel constante pour une tension donnée ; la chute de tension par unité de longueur est donc proportionnelle au courant de charge J, c'est-à-dire qu'elle sera très grande aux bords r et diminuera rapidement. Les tensions de charge et les courants de charge i des différents condensateurs élémentaires k sont donc différents. La valeur de i diminue quand on s'éloigne des parois S, ce qui accentue encore les variations de la chute de tension : à proximité des parois S, celle-ci est si grande qu'elle dépasse la ten-

sion disruptive de l'air et qu'il se produit des étincelles.

Si l'on analyse par le calcul les phénomènes en jeu, on obtient pour la tension p en volts à un condensateur élémentaire k situé à la distance x en centimètres de l'extrémité e (fig. 1) de la borne, la formule suivante :

$$p = \frac{P\left(e^{x\sqrt{w\,.\,2n\pi C}} - e^{-x\sqrt{w\,.\,2n\pi C}}\right)}{e^{L\sqrt{w\,.\,2n\pi C}} - e^{-L\sqrt{w\,.\,2n\pi C}}} \qquad (6)$$

$$= \frac{P \text{ sin hyp. } x\sqrt{w\,.\,2n\pi C}}{\text{sin hyp. } L\sqrt{w\,.\,2n\pi C}}. \qquad (6_a)$$

Dans cette formule, P indique la tension totale en volts entre le conducteur intérieur et les parois ; e la base des logarithmes naturels ;

w la résistance superficielle de l'arc de surface de borne dans la direction axiale (en ohms) ;

C la capacité de la borne par centimètre de longueur (en farads) ;

n la fréquence ;

L la longueur libre de la borne d'un côté en centimètres.

L'auteur a tracé la courbe représentant l'équation 6_a pour une borne d'essai formée d'un tube de micanite pour $P = 140\,000$ volts ; $n = 50$ périodes par seconde, $C = 2{,}65.10^{-12}$ farad par centimètre ; $w = 4.10^{6}$ ohms par centimètre de surface. En comparant la courbe symétrique de la précédente, qui donne $P - p$, différence des potentiels existant entre le bord r de la paroi et un point donné de la borne, avec la courbe des potentiels explosifs dans l'air, on voit que la différence de potentiel entre le bord des parois r et un point situé à 275 millimètres est encore plus grande que le potentiel explosif de l'air : il doit donc se produire des décharges jusqu'à cette distance du bord r. En fait, avec une tension de 140 000 volts, on a observé sur la borne des étincelles dont la longueur atteignait 275 millimètres. Il est inutile d'essayer de réduire ces étincelles en augmentant la longueur d'une telle borne ; le seul moyen, d'après l'équation 6_a, est de diminuer la résistance superficielle w et la capacité C par unité de longueur du tube : pour cela on peut augmenter l'épaisseur du diélectrique, mais on est conduit alors à des dimensions anormales.

L'emploi d'un dispositif simple a permis de trancher les deux difficultés résultant aussi bien de la répartition non uniforme de la tension à l'intérieur du diélectrique, que de l'inégalité de la chute de tension sur la surface de la borne. La figure 2 montre ce dispositif. Dans la couche isolante, qui se termine haut et bas en forme de cône, sont intercalées des couches métalliques (cloisonnement). La couche totale formée peut être considérée comme une série de condensateurs en série. La tension se répartit entre les différents condensateurs d'une façon inversement proportionnelle à la capacité de ceux-ci. Ces capacités peuvent être rendues toutes égales entre elles par un choix judicieux des longueurs, des couches métalliques (cloisons). Dans ces conditions, chaque couche isolante est soumise à la même différence de potentiel, et la répartition radiale de la tension est uniforme. A la surface de la borne, les surfaces comprises entre les extrémités des cloisons $s_1 - s_2$, $s_2 - s_3$, etc. supportent des tensions égales. La fâcheuse répartition de la tension sur la surface, qui provoquait des décharges nuisibles, est transformée en une répartition uniforme. Il ne peut donc plus se produire d'étincelles à la surface de la borne, pour peu que celle-ci ait une longueur un peu supérieure à la distance explosive correspondant, dans l'air, à la tension agissante. Les cloisons métalliques peuvent être extrêmement minces, puisqu'elles sont parcourues par des courants de très faible intensité : des couches de papier d'étain sont suffisantes.

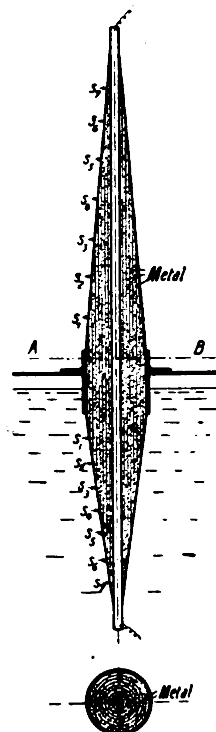


Fig. 2.

Ce dispositif a été appliqué à l'établissement des bornes du transformateur Siemens de 400 000 volts : il peut d'ailleurs être appliqué avantageusement dans d'autres cas.

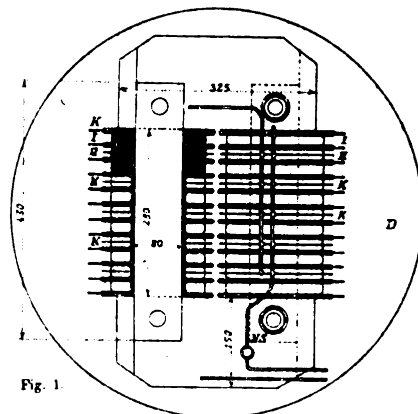
R. V.

Transformateur avec ailettes refrigérantes. — **Niethammer.** — *Elektrotechnick und Maschinenbau*, 20 mai 1906.

L'auteur indique que, pour obtenir un bon refroidissement des bobines, la Société Fr. Pichler

a établi des transformateurs dans lesquels les bobines sont séparées les unes des autres par des ailettes et a pu ainsi élever considérablement la puissance de ces appareils. Ces ailettes sont formées de tôles fendues suivant un diamètre et noircies, disposées comme l'indique la figure 1; elles ont environ $0^{mm},5$ d'épaisseur. La figure 1 représente un transformateur monophasé de 5,5 kilowatts établi d'après ce système et présentant un rapport de transformation de 110/500 volts. On voit que l'enroulement est disposé de telle façon que les bobines à haute et basse tension soient alternativement enfilées sur le noyau. Aux angles des paquets de tôles ont été ménagées des ailettes R servant aussi au refroidissement.

L'auteur a fait, sur l'appareil que représente la figure 1, un certain nombre d'essais. Le Pr Ossanna a fait également une série d'essais sur deux transformateurs semblables dont l'un était muni d'ailettes et l'autre non muni d'ailettes. Les essais d'échauffement ont été limités à un essai en court-circuit avec une intensité de courant supérieure de 70 °/₀ à la normale et un essai à vide avec 50 °/₀ de surtension : dans le premier cas, il n'y a que des pertes dans le cuivre, dans le second il n'y a que des pertes dans le fer, égales au double ou au triple de la valeur normale. La température finale était atteinte au bout de 8 à 9 heures; le transformateur à ailettes l'atteignait plus rapidement que l'autre. Les



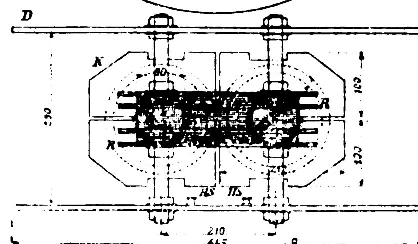


Fig. 1.

résultats obtenus sont résumés dans les tableaux suivants :

TABLEAU I

	LES DEUX NOYAUX VERTICAUX		LES DEUX NOYAUX HORIZONTAUX dans un plan vertical.	
	Transformateur à ailettes	Transformateur sans ailettes.	Transformateur à ailettes.	Transformateur sans ailettes.
Puissance primaire : voltampères.	6 350	4 280	6 750	4 350
Puissance secondaire : voltampères.	5 950	4 000	6 380	4 080
Pertes totales en watts.	355	252	382	255
Rapport des pertes dans le fer et dans le cuivre.	1,08	1,47	1	1,32
Élévation de température moyenne des enroulements.	49°,9	53°,3	46°	53°
Élévation de température extérieure du cuivre et du fer (moy.).	37°,1	36°,5	33°,3	37°,2
Élévation de température intérieure maxima (calculée).	62°,7	70°,1	58°,7	68°,8

La tôle des ailettes n'était pas noircie.

Le tableau III montre que la puissance du transformateur à ailettes est presque double de celle du transformateur sans ailettes, pour un même échauffement. Le tableau IV montre que l'échauffement du fer et du cuivre est diminué presque de moitié par l'emploi des ailettes, pour une même valeur des pertes. En outre, on voit, d'après les différents tableaux, que l'emploi d'ailettes permet d'uniformiser l'échauffement en conduisant la chaleur de l'intérieur vers

l'extérieur. On évite donc ainsi le danger que certains points de l'enroulement n'atteignent des températures dangereuses. La valeur des pertes montre qu'il ne se produit pas de courants de Foucault appréciables dans les ailettes. Le rendement du transformateur étudié de 5,5 kilowatts avec ailettes est de 94,4 %; sa chute de tension sous charge inductive est de 3,2 % environ. Les ailettes ne prennent que 10 millimètres environ de la hauteur totale de 300 millimètres.

L'emploi d'ailettes réfrigérantes abaisse d'environ 40 % le prix total de la matière active constituant le transformateur d'une puissance donnée.

TABLEAU II

	LES DEUX NOYAUX HORIZONTAUX dans un plan vertical. Ailettes non noircies.		LES DEUX NOYAUX VERTICAUX dans un plan vertical. Ailettes noircies.		LES DEUX NOYAUX HORIZONTAUX dans un plan horizontal. Ailettes noircies.	
	Transformateur avec ailettes.	Transformateur sans ailettes.	Transformateur avec ailettes.	Transformateur sans ailettes.	Transformateur avec ailettes.	Transformateur sans ailettes.
Puissance primaire : voltampères. . . .	6 950	3 560	6 950	3 560	6 950	3 560
Puissance secondaire : voltampères. . .	6 520	3 340	6 520	3 340	6 520	3 340
Pertes totales en watts.	391	215	392	216	389	216
Rapport des pertes dans le fer et dans le cuivre.	0,92	0,95	0,91	0,96	0,93	0,95
Élévation de température moyenne des enroulements.	48°,8	46°,7	47°,5	46°,5	47°,1	46°,5
Élévation de température extérieure du fer et du cuivre.	35°,4	33°,2	35°,1	33°,0	36°,0	32°,5
Élévation de température intérieure maxima (calculée).	62°,2	60°,2	59°,8	60°	58°,2	60°,5

TABLEAU III

a) Puissance admissible pour une élévation de température moyenne de 47°,5.
b) Puissance admissible pour une élévation de température intérieure maxima de 60°.

POSITION	TRANSFORMATEUR AVEC AILETTES		TRANSFORMATEUR SANS AILETTES	
	Rapport des pertes dans le fer et dans le cuivre.	Puissance en voltampères.	Rapport des pertes dans le fer et dans le cuivre.	Puissance en voltampères.
Les deux noyaux verticaux. Ailettes non noircies.	1,0	*a*) 5 450 *b*) 5 480	1,4	*a*) 3 510 *b*) 3 360
Les deux noyaux horizontaux dans un plan vertical. Ailettes non noircies.	1,0	*a*) 6 580 *b*) 6 520	1,4	*a*) 3 820 *b*) 3 710
Les deux noyaux horizontaux dans un plan horizontal. Ailettes non noircies.	1,0	*a*) 6 580 *b*) 6 540	1,0	*a*) 3 420 *b*) 3 340
Les deux noyaux horizontaux dans un plan vertical. Ailettes noircies.	1,0	*a*) 6 820 *b*) 6 820	1,0	*a*) 3 430 *b*) 3 350
Les deux noyaux horizontaux dans un plan horizontal. Ailettes noircies.	1,0	*a*) 6 820 *b*) 6 920	1,0	*a*) 3 500 *b*) 3 380

TABLEAU IV

Les deux noyaux horizontaux dans un plan horizontal : couvercle supérieur D (fig. 1) enlevé, ailettes noircies.

	TRANSFORMATEUR AVEC AILETTES	TRANSFORMATEUR SANS AILETTES
a) Essai en court-circuit : enroulement à 110 volts, court-circuité. .	19	17,5
Courant. . } Tension. . } pour l'enroulement à 500 volts.	28	28,5
Élévation de température extérieure du fer.	22°	46°
Élévation de température extérieure du cuivre.	55°,5	94°
b) Essai à vide, enroulement à 110 volts ouvert.	167	166
Tension. . } Courant. . } à l'enroulement à 110 volts.	1,55	1,65
Élévation de température extérieure du fer.	41°,8	53°,8
Élévation de température extérieure du cuivre.	19°	31°

B. L.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

***Sur les causes des défauts d'isolement dans les réseaux à courant continu.* — F. Fernie. —** *The Electrician*, 11 mai 1906.

L'auteur envisage le cas d'un réseau à courant continu à trois fils avec une différence de potentiel de 460 volts entre conducteurs extérieurs. L'origine de tous les défauts d'isolement doit être attribuée à une détérioration de l'isolant due à l'une des causes suivantes :

Causes mécaniques, après ou pendant la pose des câbles, causes chimiques, causes électrolytiques, variations de température, épissures défectueuses ou défauts de fabrication.

Il est évident que toutes ces causes peuvent se produire aussi bien sur le conducteur positif, sur le neutre, ou sur le conducteur négatif. Cependant, dans toutes les observations faites par l'auteur, 90 °/₀ de la totalité des défauts se sont produits sur le conducteur négatif.

Ce fait est probablement dû à un effet d'endosmose qui, dans un milieu poreux, transporte l'humidité d'une région à haut potentiel vers une région à bas potentiel. Aucune matière ne peut être considérée comme non poreuse rigoureusement ; des substances regardées généralement comme non poreuses, telles que le caoutchouc, peuvent absorber de l'eau sous une tension électrique définie, ainsi que sous une pression hydrostatique. Si l'on place un vase poreux, tel que celui d'une pile Leclanché, dans un seau d'eau, le niveau de l'eau atteint la même hauteur à l'intérieur et à l'extérieur du pot. Si l'on applique entre l'intérieur et l'extérieur une différence de potentiel de 1 à 2 volts, il se produit une différence de niveau considérable, le niveau le plus élevé étant du côté du pôle négatif.

L'auteur a placé verticalement dans la terre un tuyau de poterie très bien vitrifiée dont la partie inférieure était noyée dans du bitume très collant. La longueur totale du tuyau placé dans la terre était de 70 centimètres, la longueur noyée dans le bitume était de 10 centimètres, la longueur dépassant le niveau du sol était de 5 centimètres : à l'extérieur et à l'intérieur du tube étaient placés deux fils enroulés chacun suivant une hélice et tangents à la paroi. Le tuyau était protégé à sa partie supérieure par un couvercle ; pendant 14 jours de suite, on arrosa abondamment la terre qui l'entourait : l'intérieur du tuyau resta parfaitement sec. On établit ensuite une différence de potentiel de 230 volts entre les deux fils en contact avec les parties extérieure et intérieure du tuyau, le fil extérieur étant positif : au bout d'une heure, des gouttes d'eau apparurent à l'intérieur du tuyau ; au bout de 2 jours, il était à moitié plein. Les parois du tuyau avaient environ $1^{cm},25$ d'épaisseur. Quand on renversait la polarité, l'intérieur du tube se séchait complètement.

Quand l'isolement d'un câble a été endommagé par l'une des causes citées plus haut, s'il est positif, il est probable qu'il ne se produira pas de « terre » car l'effet d'endosmose agit dans la bonne direction et chasse l'humidité, le grand ennemi de l'isolement : tant que le câble est en service, il reste donc sain. Si le câble est négatif, il est dans les conditions inverses ; l'effet d'endosmose

tend à faire pénétrer l'humidité dans l'isolant vers le cuivre ; le moindre défaut est vite aggravé, et le passage du courant s'établit, avec les effets d'électrolyse qui l'accompagnent. L'auteur cite l'exemple suivant : un câble isolé au caoutchouc avait été saturé d'eau à une pression considérable, à tel point que, quand on faisait une incision dans l'isolant avec un canif, l'eau jaillissait à 60 ou 80 centimètres ; ce câble se sécha de lui-même et revint en état de fonctionnement au bout de quelques semaines par l'inversion de polarité et le passage du courant positif : un essai fait sur lui à ce moment donna de bons résultats.

Si le fil neutre est relié à la terre d'une manière permanente et si cette connexion n'est jamais rompue, il ne se produit jamais de défauts sur ce conducteur. Si cette connexion est rompue et s'il y a un défaut sur le conducteur positif, le neutre est immédiatement soumis à des effets d'endosmose et son isolant se rompt : naturellement dans ce cas, le conducteur négatif, dont la différence de potentiel par rapport à la terre est de 460 volts, est dans des conditions tout à fait mauvaises au point de vue de l'endosmose. Il faut que la connexion à la terre du conducteur neutre ne soit jamais rompue et fasse l'objet d'une surveillance attentive.

L'auteur cite l'exemple suivant. Sur un réseau à trois fils, on ouvrait tous les matins la connexion à la terre pour essayer les conducteurs extérieurs ; de même, la prise de terre était automatiquement coupée dès qu'une terre se déclarait sur l'un ou l'autre des conducteurs extérieurs. Le conducteur neutre présentait très fréquemment des défauts sur ce réseau. Sur un autre réseau étendu, où la connexion à la terre n'était jamais rompue, un seul défaut a été observé en trois ans sur le conducteur neutre, défaut dû à une cause étrangère.

Souvent, on interrompt la connexion à la terre pour mesurer la résistance d'isolement des conducteurs extérieurs ; c'est là une mauvaise méthode, car cette résistance d'isolement peut être mesurée sans interruption de la jonction à la terre.

Les remarques qui précèdent sont confirmées par le fait que les réseaux à courant alternatif ne présentent presque jamais de défauts. Sur deux réseaux alimentés en partie avec du courant continu et en partie avec du courant alternatif, la proportion des défauts sur les câbles à courants alternatifs aux défauts sur les câbles à courant continu a été dans le rapport de 1 à 100. Sur les réseaux de tramways, où l'on n'a que des câbles positifs à 550 volts, on ne constate jamais de défauts. Sur un réseau à 3 fils, un défaut sur le négatif doit améliorer l'isolement du positif, puisque la différence de potentiel de celui-ci par rapport à la terre devient plus élevée. Inversement, un défaut sur le positif rend plus mauvais l'isolement du négatif, puisque les effets d'endosmose sont accrus. En fait, on a observé souvent que la production d'un défaut sur le conducteur positif entraînait la production de plusieurs défauts sur le câble négatif, tandis que l'inverse n'a pas lieu.

D'après ce qui précède, un câble triplement concentrique doit donner les résultats les plus satisfaisants, si l'on prend le conducteur central comme négatif, le conducteur intermédiaire comme neutre, et le conducteur extérieur comme positif. Généralement on a l'habitude, quand on emploie des câbles triconcentriques, de prendre le conducteur extérieur comme neutre : cela présente un double inconvénient car d'une part l'isolement entre deux conducteurs adjacents doit être prévu pour la tension totale (460 volts), et d'autre part on ne profite pas de l'avantage que présente le conducteur positif de se défendre lui-même contre les défauts.

En ce qui concerne les actions électrolytiques qui se produisent, elles varient évidemment avec le sol dans lequel le câble est enterré, mais l'action générale est la suivante : si l'on suppose un câble négatif sous plomb dont l'enveloppe a été légèrement endommagée en un point et est devenue poreuse, la pression endosmotique chasse graduellement l'humidité vers le cuivre et l'électrolyse commence à se produire. Tous les métaux et l'hydrogène sont déplacés du sol vers le cuivre. Les ions principaux qui atteignent le cuivre semblent être ceux du potassium et de l'hydrogène, mais il y a sans aucun doute des traces de plusieurs autres métaux, dont le sodium. Quand on électrolyse une solution de sel de potassium, ce métal se dépose sur la cathode, mais se combine immédiatement avec l'eau pour former de la potasse. En fait, dans tous les défauts négatifs, on trouve dans le câble une solution caustique qui, dans le cas de câbles caoutchouc, se trouve souvent sous une pression hydrosta-

tique considérable, comme on l'a vu plus haut. Dans les défauts de résistance élevée, où il y a peu d'humidité, on trouve une grande quantité de sels de potassium, et quelquefois de potassium métallique. Les cas où il se forme des sels ou du métal lui-même sont généralement ceux où l'eau a dû passer à travers un corps poreux, tel qu'un tuyau en poterie ou une paroi en briques. Dans ce cas, la quantité d'eau étant limitée, la solution se sature et l'eau s'évapore lentement sous l'effet de la chaleur Joule ; il se dépose alors des sels de potassium, et le courant, en passant dans ces sels humides, provoque la formation de potassium métallique.

Dans le cas de défauts positifs, il faut que l'eau arrive au câble d'une façon continuelle, sans quoi le défaut se sèche et il ne passe aucun courant. Quand il y a de l'eau, les ions oxygène, et probablement plusieurs autres, atteignent l'anode en cuivre ; celui-ci entre en solution et est peu à peu détruit. De vieux câbles au caoutchouc placés dans des tuyaux en poterie sont fréquemment détruits de cette façon.

L'auteur termine en indiquant le système de distribution qui, d'après lui, semble donner le plus de sécurité. Les câbles doivent être isolés au papier et couverts d'une enveloppe de plomb sur laquelle est placée un revêtement en jute imprégné. Ces câbles sont posés dans un système de tuyaux en fibre comprimée noyés dans du béton avec boîtes de jonction accessibles. Les câbles de service sont concentriques, sauf pour de petites longueurs et sont placés dans des tuyaux en poterie remplis d'un bon bitume. Pour de petites longueurs, on peut employer des tuyaux en fer galvanisé.

Pour les réseaux composés de trois conducteurs simples sous plomb, l'auteur indique une façon de faire les épissures pour les dérivations de service. On relie métalliquement, sur un seul côté du joint, l'enveloppe de plomb de chaque conducteur avec celle du fil de dérivation, et on noie le tout dans du bitume. Au bout de six mois, les joints ainsi constitués ont été trouvés en parfait état et le plomb des enveloppes ne présentait pas trace d'action électrolytique.

R. R.

Sur les coupe-circuits fusibles. — **Harvey.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 27 mai 1906.

Dans le dimensionnement d'un coupe-circuit fusible, on doit tenir compte de deux choses : l'intensité du courant de fusion et la durée de fusion. Cette dernière augmente très rapidement avec l'intensité de fusion du fusible, c'est-à-dire avec la section de celui-ci. Un fusible enfermé de 400 ampères sous 600 volts fond en deux minutes pour une surintensité de 30 °/₀ ; il peut supporter d'une façon permanente une surintensité de courant de 10 °/₀. Pour une surcharge de 50 °/₀, un fusible de 30 ampères fond en 30 secondes, et un fusible de 600 ampères fond en 10 minutes. Les fusibles fermés présentent sur les fusibles ouverts les avantages suivants : moindre danger d'incendie, rupture plus rapide et exactitude plus grande. Pour les fusibles enfermés, les Américains ont établi des modèles-types, répartis en trois classes suivant la tension de service, de 0 à 250 volts, de 250 à 600 volts, et au delà de 600 volts. L'établissement de ces modèles-types repose sur la base d'une intensité de fusion égale à 125 °/₀. Le fusible doit pouvoir supporter d'une façon permanente une surcharge de 10 °/₀ et fondre en un temps inférieur à une durée déterminée pour une surcharge de 50 °/₀ (30 secondes pour 0 à 30 ampères ; 10 minutes pour 400 à 600 ampères).

Pour les intensités de courant inférieures à 60 ampères, les fusibles à bouchon Edison sont prescrits ; pour les intensités de courant plus élevées, les fusibles doivent avoir des contacts à ressorts avec lames de couteau. Jusqu'à 3 500 volts, les contacts peuvent être montés sur une plaque de marbre ; au delà de 3 000 volts, ils doivent être fixés à des isolateurs en porcelaine. Pour le montage sur tableaux, on emploie un fusible à bouchon avec deux contacts, une bande d'aluminium et un couvercle en bois établi de façon qu'un courant d'air souffle l'arc. Pour les usages de traction, on établit un fusible à lame de cuivre, dans lequel la rupture de l'arc est produite par le champ magnétique créé par le courant. On a établi des fusibles pour 100 ampères sous 60 000 volts : ils consistent en un long bras en bois mobile autour d'un axe de rotation et tenu à peu près vertical par le fusible. Aussitôt que celui-ci fond, l'action d'un ressort et le poids du bras font pivoter celui-ci autour de l'axe et rompent brusquement l'arc.

Le coupe-circuit fusible présente, sur les disjoncteurs automatiques à maxima, l'avantage

d'être par eux-mêmes des appareils à action différée. Pour les moteurs asynchrones à rotor en court-circuit, il est bon d'employer pour le démarrage et pour le fonctionnement normal deux jeux de fusibles distincts. On ne doit mettre des fusibles en parallèle que dans les cas où il y a en série avec chacun d'eux une résistance de valeur suffisamment élevée pour que les résistances de contact soient négligeables.

B. L.

Indicateur de terres pour circuits polyphasés. — *Electrical World*, 19 mai 1906.

Un réeent brevet accordé à M. G.-N. Eastmann est relatif à un indicateur automatique de terres pour circuits polyphasés. Cet appareil consiste en un anneau en tôles assemblées sur lequel sont enroulées un certain nombre de bobines reliées aux différentes bornes du générateur dont le point neutre est à la terre, et intercalées en série sur les conducteurs de départ. Les bobines placées sur l'anneau sont établies de telle façon que le flux dans l'anneau soit nul. Une bobine indépendante, enroulée aussi sur l'anneau et reliée à l'électro-aimant d'un relais, n'est normalement le siège d'aucune force électro-motrice induite; quand il se produit une terre, et que la somme instantanée de courants triphasés n'est plus nulle, le flux magnétique engendré dans l'anneau induit dans la bobine une force électromotrice qui détermine le passage d'un courant dans l'électro-aimant d'un relais, et, par suite, le fonctionnement d'un disjoncteur ou d'un appareil indicateur.

R. R.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Sur la télégraphie sans fil dans une direction unique. — **F. Braun.** — *The Electrician*, 25 mai et 1er juin 1906.

On sait qu'on n'a pas pu trouver le moyen de produire l'interférence d'ondes lumineuses émanant de deux sources indépendantes, parce qu'on ne peut pas régler la phase d'un point lumineux, et encore moins les phases de différents points qui constituent une source de lumière de dimensions appréciables. Mais il semble que l'on puisse arriver à ce résultat avec les oscillations électriques émanant de sources différentes, puisqu'il semble possible de régler les différences de phases entre les ondes électriques. Différentes solutions de ce problème ont été discutées déjà par l'auteur. D'autres moyens ont été indiqués par Papalexi et Mandelstam.

Si l'on suppose que ce problème est résolu, il est évidemment possible, en employant des ondes électriques de phases différentes combinées avec des différences de distance (obtenues par la disposition géométrique des différentes sources d'énergie électrique) de créer autour du poste transmetteur des champs électriques présentant des intensités différentes dans différentes directions. Par suite, il doit être possible de produire une direction d'intensité maxima. Quelques-unes des combinaisons possibles, qui sont innombrables, sont évidentes sans calcul. La combinaison décrite dans le brevet allemand de l'auteur (1901) par exemple, résulte du raisonnement suivant :

Un certain nombre de fils transmetteurs verticaux A_1, A_2, A_3... A_n sont placés sur une surface parabolique, comme le montre la figure 1.

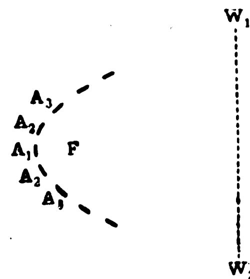


Fig. 1.

Soient α_1 α_2... α_n les distances de ces fils au foyer de la parabole. Si l'on suppose que les fils transmetteurs commencent à osciller aux temps τ_1 τ_2... τ_n, de telle façon que l'on ait :

$$(\tau_n - \tau_{n-1}) = (a_n - a_{n-1}) / v,$$

v étant la vitesse de la lumière, une onde W_1W_2 sera produite dans un plan perpendiculaire à l'axe de la parabole et se déplacera dans la direction de cet axe. Les oscillations dans le plan W_1W_2 doivent être identiques à celles que l'on obtiendrait si les ondes, émises par un transmetteur simple au foyer de la parabole, étaient réfléchies par les fils A_1... A_n. Si cette réflexion ne donne pas lieu à un décalage, ou si le décalage est le même pour tous les points de la parabole, toutes les oscillations parviennent sans décalage en un point placé à une certaine

distance du transmetteur (si l'on néglige la radiation directe du foyer).

Dans cet exemple, on s'est appuyé sur le principe de Huyghens, en regardant chaque point comme une source indépendante de radiation dont la phase dépend de celle de la source de lumière d'après une loi déterminée par les conditions géométriques. La phase est produite directement et à volonté. D'après cela, il est facile de déterminer de quelle façon des dispositifs produisant un effet connu peuvent être remplacés par des dispositifs électriques.

Les avantages que l'on retire de l'emploi de sources de radiations indépendantes sont évidents : on n'est pas forcé d'employer la forme parabolique, comme dans le cas de l'expérience avec des images électriques. Dans ce cas, la distance focale doit être à peu près égale au quart de longueur d'ondes parce que, en pratique, la radiation directe n'est pas négligeable en comparaison de la radiation réfléchie. Si l'on opère avec les longueurs d'ondes habituellement employées en télégraphie sans fil (160 mètres par exemple) le miroir doit avoir la même ouverture mesurée au foyer. On arrive à des dimensions qu'il est impossible d'employer en pratique. Au contraire, avec le système des sources séparées, les expériences avec des longueurs d'ondes de 120 mètres, décrites plus loin ont été faites avec trois fils transmetteurs disposés suivant une parabole. En outre, la radiation totale de plusieurs fils est évidemment plus grande que celle d'un fil simple de transmission.

Les inconvénients que présente la méthode sont la radiation d'énergie existant derrière le miroir et sur les côtés de celui-ci, et les pertes d'énergie qui se produisent en pratique.

Il se présente un certain nombre de questions auxquelles il est impossible de répondre *a priori*, mais que l'on peut seulement trancher par l'expérience. Parmi ces questions, on peut signaler les suivantes :

a) Si la distance d'une source de radiations est seulement une fraction de longueur d'ondes, on ne peut pas faire de calculs avec la vitesse de propagation que l'onde présente à une grande distance ;

b) Une onde, due à l'action des autres transmetteurs, est généralement superposée à l'onde imprimée directement sur le fil. Cette onde superposée n'est pas en phase avec l'onde propre, puisque les phases dans les autres fils diffèrent de la phase de l'onde dans le fil que l'on considère, et aussi à cause des différentes distances qui interviennent. Ces deux ondes produisent une résultante qui diffère en amplitude et en phase de l'onde imprimée. Puisque les ondes ne débutent pas ensemble, il doit y avoir pendant la période initiale une oscillation compliquée, et l'état stationnaire ne doit s'établir que graduellement.

Les oscillations sont données par les équations suivantes. Soient E_1 et E_2 les f. é. m. agissant dans les deux fils et n_1 et n_2 les fréquences. Supposons que E_1 débute au temps $t = 0$ et E_2 au temps τ_1. Soit τ_2 le temps nécessaire pour que l'effet d'induction atteigne l'autre fil à travers l'espace. On a approximativement, en indiquant par ρ le facteur d'accouplement :

$$E_1 = a \sin n_1 t \qquad (E_1 \text{ est nul jusqu'au temps } t = 0)$$
$$E_2 = b \sin n_2 (t - \tau_1) \qquad (E_2 \text{ reste nul jusqu'au temps } t = \tau_1)$$
$$p_1 \frac{di_1}{dt} + w_1 i_1 + \frac{Q_1}{c_1} = a \sin n_1 t + \rho \left(\frac{di_2}{dt}\right)_{t-\tau_2} \qquad (i_1 = 0 \text{ jusqu'au temps } t = 0)$$
$$p_2 \frac{di_2}{dt} + w_2 i_2 + \frac{Q_2}{c_2} = b \sin n_2 (t - \tau_1) + \rho \left(\frac{di_1}{dt}\right)_{t-\tau_2} \qquad (i_2 = 0 \text{ jusqu'au temps } t = \tau_1).$$

Ces équations, peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\frac{d^2 i_1}{dt^2} + \delta \frac{di_1}{dt} + n_1^2 i_1 = a n_1 \cos n_1 t + \rho \left(\frac{d^2 i_2}{dt^2}\right)_{t-\tau_2}$$
$$\frac{d^2 i_2}{dt^2} + \delta \frac{di_2}{dt} + n_2^2 i_2 = b n_2 \cos n_2 (t - \tau_1) + \rho \left(\frac{d^2 i_1}{dt^2}\right)_{t-\tau},$$

où δ et n désignent le facteur d'amortissement et la fréquence des fils : n est supposé égal à la fréquence du circuit d'excitation. On peut aussi supposer que les fréquences n_1 et n_2 sont égales.

Sans entrer dans l'étude mathématique du problème, on peut immédiatement établir les points suivants. Dans les systèmes accouplés, qui seuls sont employés en pratique, les courants dans les fils débutent avec de faibles valeurs et augmentent graduellement. Pour cette raison, l'oscillation initiale complexe dans un fil, se produit à un moment où l'action à l'extrémité n'a pas atteint une valeur appréciable. Leur influence peut être mesurée avec un appareil mesurant le décalage, et peut être combattue par la mesure et le réglage des décalages quand les fils transmetteurs sont connectés en place.

c) On a supposé jusqu'à présent qu'il n'y a qu'une seule oscillation dans chaque fil transmetteur. Cela n'est vrai que si l'accouplement est très lâche. Dans les expériences actuelles, il y a deux oscillations dans chaque fil. La plus intense des deux a une longueur d'ondes de 120 mètres et existe dans tous les fils. Elle est accompagnée d'une oscillation plus faible de plus grande longueur d'ondes. Mais, même si chaque système, oscillant indépendamment, présentait une seule oscillation simple, l'influence mutuelle des fils transmetteurs introduirait un nouvel accouplement. Ce fait a été observé quand les fils étaient proches l'un de l'autre. Pour cette raison, l'écart entre les fils doit être assez grand.

d) De tels effets mutuels sont aussi produits par les conducteurs allant aux fils de transmission et par les fils de jonction — avec capacités terminales — qui sont relativement voisins les uns des autres.

Des expériences ont été faites sur les points suivants :

a) pour déterminer, au moyen d'appareils intégrateurs, l'intensité de champ moyenne en différents points par rapport aux fils aériens ;

b) pour déterminer quelles méthodes seraient d'un emploi pratique avec les détecteurs employés en télégraphie sans fil.

Étant donnée la complication du problème à résoudre, on commença par le cas simple de trois fils transmetteurs placés au sommet d'un triangle équilatéral. Avec une excitation symétrique, cela représente le cas le plus simple d'un dispositif parabolique. En outre, on pouvait ainsi faire tourner l'axe de la parabole de 120° en 120° en intervertissant les conditions électriques des fils aériens.

Des directions intermédiaires du champ maximum peuvent être obtenues par une modification des amplitudes et des relations de phase.

La théorie du fonctionnement du poste ainsi constitué peut être développée de la façon suivante. Un élément dz, de courant périodique i, produit au temps t en un point de l'espace à une distance considérable r un champ électrique E ou un champ magnétique H dont la valeur est

$$E = H = -\frac{d}{dr}\frac{i_{(t-r/v)}}{r}\sin\xi dz, \qquad (1)$$

ξ étant l'angle entre r et dr et v la vitesse de l'onde. Soit h la hauteur du fil vertical transmetteur. Considérons la distribution dans le plan équatorial pour lequel $\xi = \pi/2$. Supposons que le courant dans le fil transmetteur varie d'après l'équation suivante :

$$i = A \sin 2\pi \frac{z-h}{\lambda} \sin 2\pi\left(\frac{t}{T}+\delta\right) \qquad (2)$$

dans lequel on a $0 \leqslant z \leqslant h$. λ représente la longueur de l'onde dans l'air, ou le long du fil, T la période d'oscillation, δ la phase et A l'amplitude du courant.

En intégrant l'équation (2) et en tenant compte de (1), on trouve

$$E = H = -\frac{A}{r}\left(1-\cos\frac{2\pi h}{\lambda}\right)$$
$$\cos\left[2\pi\left(\frac{t}{T}-\frac{r}{\lambda}\right)+\delta\right]. \qquad (3)$$

Si l'on suppose que l'image de l'oscillation du transmetteur réfléchie par la terre produit le même champ que l'onde directe elle-même, la valeur de E a une valeur double de celle indiquée par l'équation (3). Le champ est maximum pour $h = \lambda/4$. Cette condition n'était pas complètement remplie dans les expériences de l'auteur. Dans ce cas, les fils n'étaient pas reliés à la terre, mais terminés par des capacités, de sorte que des demi-ondes seulement étaient produites.

L'équation (3) peut être écrite sous la forme :

$$E = C\cos\left[2\pi\left(\frac{t}{T}-\frac{r}{\lambda}\right)+\delta\right]. \qquad (4)$$

On voit, d'après cette équation, que les règles trouvées expérimentalement pour les points lumineux sont applicables pour les champs produits à grande distance par des sources linéaires

de radiation électrique. L'amplitude et la phase de la résultante des différents champs superposés en un point éloigné sont obtenues par le tracé du diagramme des vecteurs. Dans le cas dont il s'agit, on a trois champs E_1 E_2 E_3 d'amplitudes C_1 C_2 C_3. Soient δ_1 δ_2 δ_3 les phases des trois fils transmetteurs. Le champ résultant E pour une grande distance r est donné par l'équation :

$$E^2 = C_1^2 + C_2^2 + C_3^2 + 2C_1C_2 \cos\left[2\pi\frac{r_1 - r_2}{\lambda} + \delta_2 - \delta_1\right] + 2C_1C_3 \cos\left[2\pi\frac{r_1 - r_3}{\lambda} + \delta_3 - \delta_1\right] + 2C_2C_3 \cos\left[2\pi\frac{r_2 - r_3}{\lambda} + \delta_3 - \delta_2\right], \quad (5)$$

dans laquelle r_1 r_2 r_3 désignent la distance du point d'observation aux trois fils. Cette équation suppose que la fréquence est la même dans les trois fils. Dans les expériences, on avait

$$A_1/A_2/A_3 = C_1/C_2/C_3 = 1/0,5/0,5. \quad (6)$$

On avait donc comme maximum absolu de E^2 :

$$E^2 = (C_1 + C_2 + C_3)^2 = 4, \quad (7)$$

et comme maximum absolu de E^2 :

$$E^2 = 0. \quad (8)$$

Les conditions pour le maximum sont exprimées par les équations snivantes :

$$\left.\begin{aligned} \cos\left(2\pi\frac{r_1 - r_2}{\lambda} + \delta_2 - \delta_1\right) &= 1 \\ \cos\left(2\pi\frac{r_1 - r_3}{\lambda} + \delta_3 - \delta_1\right) &= 1 \\ \cos\left(2\pi\frac{r_2 - r_3}{\lambda} + \delta_3 - \delta_2\right) &= 1. \end{aligned}\right\} \quad (9)$$

Deux de ces équations seulement sont indépendantes. Les conditions pour le minimum sont que les équations prennent la valeur — 1. Soit a la longueur d'un côté du triangle équilatéral au sommet duquel étaient placés les fils aériens $S_1S_2S_3$. Soit $\delta_1 = 0$, $\delta_2 = \delta_3 = \delta$. Soit α l'azimuth du point d'observation P, mesuré à partir de la bissectrice de l'angle en S_1. On a (fig. 2) $PP_1 = r_1$, $PP_2 = r_2$, $PP_3 = r_3$ et

$$r_1 - r_2 = a\cos(30° - \alpha)$$
$$r_1 - r_3 = a\cos(30° + \alpha).$$

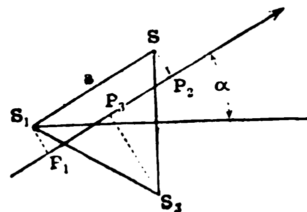


Fig. 2.

On peut examiner les quelques cas spéciaux suivants :

A) La condition pour un minimum absolu dans la direction donnée par $\alpha = 0$ est la suivante :

$$\frac{2\pi\alpha\cos 30}{\lambda} + \delta = \pi, \quad 3\pi, \ldots$$

B) La condition pour un minimum absolu dans la direction donnée par $\alpha = 180°$ est

$$-\frac{2\pi a\cos 30°}{\lambda} + \delta = \pi, \quad 3\pi, \ldots$$

C) La condition pour un maximum absolu dans la direction donnée par $\alpha = 0$ est

$$\frac{2\pi a\cos 30}{\lambda} + \delta = 0, \quad 2\pi, \ldots$$

D) La condition pour un maximum absolu dans la direction donnée par $\alpha = 180°$ est

$$-\frac{2\pi a\cos 30}{\lambda} + \delta = 0, \quad 2\pi, \ldots$$

E) Pour la production simultanée d'un maximum absolu dans la direction $\alpha = 0$ et d'un minimum absolu dans la direction opposée $\alpha = 180°$, les conditions B et C doivent être toutes deux satisfaites : on doit donc avoir :

$$-2\pi\frac{a\cos 30}{\lambda} + \delta = \pi \quad \text{et} \quad 2\pi\frac{a\cos 30}{\lambda} + \delta = 2\pi,$$

d'où l'on déduit

$$\delta = 3\pi/2 = 270° \text{ et } a\cos 30° = \lambda/4.$$

Si l'on désire intervertir les directions du maximum et du minimum, les conditions à satisfaire sont $\delta = \pi/2$ et $a\cos 30 = \lambda/4$, c'est-à-dire qu'il suffit d'intervertir les directions du courant dans les fils 2 et 3.

Le tableau I contient les valeurs de E^2, pour différentes valeurs de l'azimuth α, en fonction des décalages δ. Ce tableau est calculé pour $4a = \lambda$. Les amplitudes étaient $S_3 = S_2 = 1/2S_1$.

Quoique les meilleurs résultats doivent être obtenus pour $4a\cos 30° = \lambda$, certaines raisons ont obligé à prendre $4a = \lambda$ dans les expériences dont il s'agit. Le tableau II donne la valeur de δ pour un maximum absolu égal à 4 et un mini-

mum absolu égal à 0 dans les directions données par $\alpha = 0$ et $\alpha = 180°$.

TABLEAU I

α	E^2	E^2	E^2	E^2	E^2	E^2	E^2	E^2	E^2	E^2
0°	2,418	1,384	0,306	0,146	0,006	1,582	2,616	3,694	3,854	3,994
30°	2,560	1,612	0,490	0,294	0,066	1,146	2,094	3,216	3,412	3,640
60°	2,813	2,162	1,099	0,851	0,475	0,395	1,046	2,109	2,357	2,736
90°	2,914	2,725	1,983	1,745	1,309	8,086	0,275	1,017	1,255	1,691
120°	2,813	3,140	2,936	2,777	2,410	0,395	0,068	0,272	0,431	0,798
150°	2,560	3,685	3,699	3,657	3,451	1,146	0,021	0,007	0,049	0,255
180°	2,418	3,340	3,980	3,998	3,882	1,582	0,640	0,020	0,002	0,118
$\delta =$	0°	30°	70°	80°	97° 45'	180°	210°	250°	260°	277° 45'

TABLEAU II

α	δ	
0° 180°	281,7° 78,3°	102,3° 258,7°
..	Maximum.	Minimum.

Les calculs qui précèdent sont basés sur les hypothèses que chacun des trois fils présente une oscillation unique non amortie, et que l'espace entourant le système transmetteur ne contient aucun obstacle, sauf les fils eux-mêmes et la surface de la terre considérée comme un plan conducteur. Une autre hypothèse importante est que le système transmetteur présente des conditions de symétrie parfaites. Aucune de ces hypothèses n'est exactement correcte. La théorie simple qui précède n'a donc été utilisée que comme guide dans le choix des différentes dimensions dont il s'agit, et des expériences ont été faites pour vérifier jusqu'à quel point la théorie simple rend compte des faits réels.

(A suivre.) R. V.

Sur la télégraphie sans fil dans une direction unique. — **S.-G. Brown.** — *The Electrician*, 1er juin 1906.

L'auteur, à la suite de l'article publié par M. Braun, renvoie à son brevet n° 14449 de 1899 dans lequel il décrit une méthode de transmission et de réception au moyen de deux fils verticaux placés à une demi-longueur d'ondes de distance. Peu après le dépôt de ce brevet, l'auteur a fait quelques expériences pratiques à Greenwich avec des fils verticaux de 5 à 7 mètres de hauteur ; la meilleure distance a été trouvée égale à $3^m,50$ environ, c'est-à-dire plus petite que la théorie ne semble l'exiger. La distance entre les postes transmetteur et récepteur était de 400 mètres environ. Quand les fils transmetteurs ou récepteurs étaient placés obliquement par rapport à la ligne joignant les deux postes, la transmission des signaux cessait. Quand les fils étaient convenablement placés, la transmission et la réception étaient si bonnes que la moindre étincelle de rupture du poste transmetteur suffisait pour influencer le récepteur, quoique le cohéreur employé fût peu sensible.

En ce qui concerne le système de transmission unidirectionnale consistant à placer des fils verticaux sur l'arc d'une parabole au foyer de laquelle est placé le transmetteur vertical, l'auteur revendique la priorité de la solution pratique de ce problème. En 1902, avec la collaboration de Sir Hozier, il a fait des expériences pratiques avec des miroirs formés de fils verticaux. Ces miroirs étaient paraboliques et avaient $1^m,35$ de hauteur ; des signaux purent être transmis à 3 kilomètres, l'un des miroirs était établi près d'un ancien phare et l'autre auprès du poste sémaphorique de Beachy Head. La meilleure longueur d'étincelles était de $1^{mm},5$. Quand on tournait un peu obliquement l'un des miroirs, les communications cessaient aussitôt.

Après ces résultats satisfaisants, l'auteur a établi des postes plus importants, l'un à Dungeness, et l'autre à Shorncliffe Camp, à 23 kilomètres de distance. Des miroirs en réseaux de fils furent placés derrière les systèmes transmetteurs : ils avaient 7 mètres de hauteur. Avec une étincelle de 13 millimètres à Dungeness, les signaux étaient nettement reçus à Shorncliffe. La construction de ces miroirs est décrite dans le brevet de 1899. Non seulement l'auteur y a décrit la disposition des fils verticaux en arrière du transmetteur vertical, mais il a indiqué une méthode pour isoler le miroir et relier celui ci à l'un des pôles de l'étincelle, généralement mis à la terre, afin d'électriser les fils et de les faire participer plus complètement à la radiation.

Il semble que ce montage présente une grande analogie avec celui préconisé par Braun : cet expérimentateur porte particulièrement son attention à ce que toutes les parties du miroir soient électrisées et oscillent avec des phases convenables, mais l'auteur pense qu'en joignant

par un conducteur rectiligne un pôle de l'éclateur au sommet du réflecteur, la phase convenable doit s'établir plus ou moins naturellement.

R. V.

ÉCLAIRAGE

***Sur la durée des lampes à incandescence.* — Cravath et Lansingh.** — *Electrical World.*

Les auteurs ont fait une étude sur la durée de fonctionnement de lampes dépolies et de lampes enfermées dans des globes. Il est bon de fermer la partie supérieure du globe par une feuille d'amiante, qui améliore d'ailleurs la répartition de la lumière en agissant comme réflecteur. Les lampes à filament de carbone avaient une intensité lumineuse de 16 bougies et une consommation spécifique de 3,1 watts par bougie : elles étaient établies pour 115 volts. Le dépolissage était obtenu par un bain d'acide. Le courant d'alimentation était alternatif, à 60 périodes par seconde.

L'absorption due au dépolissage atteint 9 °/₀ : l'intensité lumineuse dans toutes les directions, sauf dans l'axe de la lampe, est diminuée. La durée de fonctionnement de la lampe jusqu'à une diminution de 20 °/₀ de la puissance lumineuse a été de 216 heures pour le groupe de lampes dépolies, de 428 heures pour le groupe de lampes claires et de 423 heures pour le groupe de lampes enfermées dans des globes. On voit que la durée d'une lampe est réduite de 50 °/₀ par le dépolissage et de 5 °/₀ par l'adjonction d'un globe.

E. B.

***Sur les arcs à flamme.* — Elliott.** — *Electrical World.*

L'auteur a fait des essais comparatifs sur les arcs à flamme et les arcs en vase clos alimentés par du courant continu. Les résultats de ces expériences peuvent être résumés de la façon suivante.

	ARCS A FLAMME	ARCS EN VASE CLOS
Ampères	8	5,1
Volts	45	91
Bougies sphériques moyennes	1 020	232
Watts par bougie sphérique moyenne	0,353	1,78

La longueur de l'arc atteint 30 à 60 millimètres. Quand on emploie un globe opalin, la répartition de la lumière est à peu près la même que celle d'une lampe en vase clos.

E. B.

***Sur les lampes au tantale.* — Percy Good.** — *Electrical Review*, 1er juin 1906.

L'auteur a fait des essais sur trois lampes au tantale : quoique ce nombre soit trop faible pour que les résultats puissent être considérés comme des moyennes valables, ceux-ci sont néanmoins assez intéressants. Les lampes étaient alimentées par un circuit à 110 volts dont la tension moyenne fut de 109 volts pendant l'essai, la tension maxima n'ayant jamais dépassé 110 volts.

Le tableau suivant indique l'intensité lumineuse horizontale moyenne et la consommation spécifique en watts par bougie horizontale moyenne.

TABLEAU

HEURES	LAMPE N° 1		LAMPE N° 2		LAMPE N° 3	
	Bougies horizontales moyennes.	Watts par bougie.	Bougies horizontales moyennes.	Watts par bougie.	Bougies horizontales moyennes.	Watts par bougie.
0	24	1,6	21,2	1,9	20,5	2,1
100	24	1,6	12,5	3,0	20,5	2,1
300	23	1,6	9,5	4,1	20,0	2,2
500	21,2	1,8	8,1	4,6	19,1	2,2
800	17,5	2,2	7,0	5	17,8	2,3

La lampe n° 2 avait noirci pendant les 100 premières heures d'une façon extrêmement considérable. Les autres lampes avaient noirci peu à peu.

Le rapport entre l'intensité verticale et l'intensité moyenne horizontale est d'environ 0,7 dans la lampe à carbone mais n'est pas constant. Pour les trois lampes au tantale, il a pour valeurs 0,22, 0,25 et 0,20. Ce rapport augmente de valeur avec la durée de fonctionnement des lampes parce que la portion de l'ampoule voisine du filament noircit beaucoup plus vite que le reste de l'ampoule. La courbe de la distribution de lumière dans un plan vertical montre que le maximum d'intensité lumineuse est obtenu dans une direction faisant un angle de 15° au-dessous de l'horizontale : le fait que le maximum d'in-

tensité lumineuse n'est pas obtenu suivant l'horizontale est dû à la réflexion produite par la portion courbe de l'ampoule auprès du culot. Le dépôt existant dans l'ampoule au bout d'un certain nombre d'heures de fonctionnement est probablement du tantale, ou du niobium dont de faibles quantités sont contenues dans les filaments. R. R.

ÉLÉMENTS PRIMAIRES & ACCUMULATEURS

Brevets récents concernant les éléments galvaniques. — *Centralblatt für Accumulatoren*, mars, avril, mai 1906.

Élément galvanique. — C. — Jaeger. — Brevet américain 808 755, 27 février 1904, acc. 2 janvier 1906.

Cette pile sèche est établie de la façon suivante. On forme un mélange de 44,3 °/₀ de chlorure d'ammonium, 30 °/₀ de chlorure de calcium, 0,7 °/₀ de chlorure de mercure et 25 °/₀ d'eau. On ajoute à 1 kilogramme de ce mélange 15 grammes de ferrocyanure de potassium, 40 grammes d'alcool et 1 kilogramme de chlorure de zinc. Une adjonction de graphite, de limaille de fer et de charbon, permet de donner au mélange une consistance pâteuse. On place cette pâte autour d'une tige de charbon et, quand elle est durcie, on en forme l'électrode positive d'une pile sèche en la plaçant dans un petit vase en zinc. L'intervalle entre les deux électrodes est rempli par un mélange de farine, de gypse, et du premier mélange.

Électrode positive pour éléments galvaniques. — G. H. Koloschi. — Patᵉ allᵉ 168 854, 24 septembre 1903, acc. 2 mars 1906.

Un grand nombre de petites baguettes de charbon entourées d'un dépolarisant sont recouvertes d'enveloppes en forme de sacs, qui, réunies les unes aux autres, forment une bande souple que l'on peut plier ou rouler. Cette disposition de l'électrode positive permet d'établir des éléments galvaniques dans lesquels la place disponible est utilisée d'une façon aussi complète que possible. On peut, par exemple, prendre une feuille de zinc, placer par-dessus l'électrode positive souple, et rouler le tout en spirale : les têtes de toutes les tiges de charbon sont reliées, par des pièces en cuivre, à un conducteur souple métallique qui recueille le courant.

Perfectionnements aux éléments galvaniques. — D. Fuller. — Brevet anglais 11 040, 26 mai 1905, acc. 1ᵉʳ février 1906.

Un petit réservoir en métal très mince ou très mou, ou en celluloïd contient le liquide nécessaire au fonctionnement de la pile et est placé à la partie supérieure de celle-ci. Au moment où l'on en a besoin, on perce ce réservoir au moyen d'une pointe ou d'un instrument tranchant. Par exemple, dans un cylindre de zinc extérieur, on place un second cylindre en zinc perforé ou en fils de zinc entre-croisés, puis, dans celui-ci, un cylindre de papier ou d'autre matière poreuse. Ce dernier contient un mélange de charbon, de graphite et de sel ammoniac. Le cylindre intérieur et le cylindre intermédiaire n'ont comme hauteur que les 2/3 environ de la hauteur du cylindre extérieur : au-dessus d'eux est placé un couvercle incliné au-dessus duquel est un petit réservoir d'eau en celluloïde. Au milieu du réservoir est disposé un tube qui aboutit à l'extrémité supérieure de l'électrode en charbon. Quand on perfore le réservoir, le liquide coule entre le premier et le troisième cylindre.

Élément primaire. — E. Lockwood et G. A. Lutz. — Brevet américain 812 604, 18 juillet 1904, acc. 13 février 1906.

Pour n'avoir pas à introduire dans le récipient, au lieu d'utilisation, de l'oxyde de cuivre ou un autre dépolarisant, on prépare des récipients constitués de deux cylindres perforés fixés à un couvercle supérieur et un couvercle inférieur et entre lesquels l'oxyde de cuivre est placé. Pour empêcher la désagrégation de la matière dans les transports, on forme un liant avec un corps soluble dans l'électrolyte, par exemple avec du sucre : ce liant ne doit pas avoir d'action sur l'efficacité de l'élément.

E. B.

MESURES

Sur les constances des résistances-étalon en manganin. — **Jaeger et Lindeck.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 22 avril 1906.

Les auteurs ont fait, pendant plusieurs années successives, une série d'expériences sur un grand nombre de résistances de différents genres. Ces expériences ont montré que le manganin possède une constance dont aucun autre corps n'approche. Par exemple, des mesures faites depuis janvier 1895 jusqu'à mars 1905 sur quatre étalons en manganin, représentant l'ohm légal, ont donné une valeur moyenne de 1,001740. A cela, il faut ajouter que le manganin possède un coefficient de température extrêmement faible (0,001 à

0,002 °/₀ par degré) et une très faible force thermo-électrique vis-à-vis du cuivre (environ 1,5 microvolt par degré). Le faible prix de cet alliage permet de constituer en un même métal toute l'échelle de résistances, depuis la plus élevée jusqu'à la plus faible, ce que l'on ne pourrait pas faire avec d'autres alliages, tels que les alliages de platine.

E. B.

Sur la sensibilité de l'électromètre à quadrants. — **E. Cohnstaedt.** — *Physikalische Zeitschrift*, 1er juin 1906.

Dans l'électromètre à quadrants, il se superpose au couple directeur de la suspension un couple directeur électrique qui diminue la sensibilité et empêche celle-ci de croître au delà d'un certain maximum quand on augmente le potentiel auxiliaire. L'auteur a étudié ce phénomène pour tâcher d'augmenter la sensibilité de l'électromètre à quadrants.

L'action du couple directeur électrique s'annulle et change de signe pour une série d'aiguilles de différentes formes. Les aiguilles ayant été ramenées, pour chaque nouvelle valeur du potentiel auxiliaire, à la position maxima, on n'a constaté, en connectant les quadrants, aucune diminution, mais au contraire une faible augmentation de la durée d'oscillation avec le potentiel auxiliaire. La sensibilité croît plus vite que le potentiel auxiliaire, et l'on n'atteint pas un état d'équilibre. D'après les résultats obtenus jusqu'ici, l'auteur a pu élever la sensibilité au triple de la sensibilité maxima existant précédemment. Par exemple, une aiguille placée à 45° donnait, pour 940 volts et une période d'oscillation de 6,3 secondes, une déviation de 350 millimètres pour 1 volt à 2 mètres ; avec une aiguille à 90°, pour une même durée d'oscillation, on est arrivé à une déviation de 480 millimètres.

E. B.

Batterie pour mesures électrostatiques. — **Krüger.** — *Physikalische Zeitschrift.*

Dans un grand nombre de cas, tels que la charge des aiguilles d'un électromètre, l'étalonnage d'électroscopes, etc., on a besoin d'une batterie de tension constante et bien définie. Jusqu'à présent, de telles batteries étaient difficilement transportables. L'auteur décrit une nouvelle batterie comprenant, dans un coffret de $13 \times 11 \times 5$ centimètres, 100 petits éléments étalons formés de tubes de verre de quelques centimètres de hauteur et de 5 millimètres de diamètre environ, au fond desquels est soudé un fil de platine assurant le contact avec l'amalgame de cadmium placé à la partie inférieure du tube. Au-dessus de l'amalgame de cadmium est placée une couche de sulfate de cadmium finement pulvérisée et, au-dessus de celle-ci, un tampon d'ouate imbibé d'une solution saturée de sulfate de cadmium : l'autre électrode est constituée par une pâte de sulfate mercureux et par une goutte de mercure dans laquelle plonge un second fil de platine. L'élément est fermé avec de la glu marine. Un tel tube forme une pile sèche de 1,0186 volt qui est indépendante de la température. La batterie totale donne donc 102 volts en chiffres ronds. Il y a des prises de courant tous les 20 éléments. La résistance intérieure de la batterie s'élève à 105 ohms en chiffres ronds.

E. B.

Nouveau système d'amortissement pour appareils de mesure électromagnétiques. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 3 mai 1906.

Ce nouveau système d'amortissement est dû à M. C. Beez et consiste en un récipient hermétiquement fermé contenant de l'huile. Ce récipient plat a la forme d'un disque creux et est à peu près à moitié rempli de liquide ; la hauteur du niveau de ce liquide permet de régler la valeur de l'amortissement. Le récipient porte l'aiguille dont le centre de rotation coïncide avec son centre ; quand il se produit un déplacement vers la droite ou vers la gauche, l'inertie du liquide à prendre sa nouvelle position de niveau produit l'amortissement nécessaire. Cet amortissement est très actif et l'appareil est presque apériodique : comme, après établissement du niveau du liquide, tout est parfaitement en équilibre, l'appareil suit les moindres variations lentes de courant. La valeur de l'amortissement peut être modifiée avec une grande facilité par l'emploi de liquides plus ou moins épais et d'une plus ou moins grande hauteur du niveau de ce liquide.

E. B.

CHARTRES — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT.

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Tome XLVII. Samedi 30 Juin 1906. 13e Année. — N° 26.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

SUR UN INDICATEUR DE SYNCHRONISME ET UN INDICATEUR DE FACTEUR DE PUISSANCE *(suite)* (1).

7° Role du facteur de puissance.

Le terme cos φ, appelé facteur de puissance, où φ représente le décalage entre la tension d'une source alternative et le courant de charge qu'elle fournit, joue un rôle très important dans les réseaux de distribution à courants triphasés. C'est lui qui détermine, comme on le sait, la partie du courant productive de chaleur ou d'énergie mécanique, c'est-à-dire celle qui intéresse au plus haut degré l'exploitation d'un réseau.

La connaissance du cos φ d'un réseau à chaque instant permettra donc de se rendre compte des conditions dans lesquelles la puissance des générateurs est transmise aux appareils récepteurs, en un mot de la marche générale du réseau.

Notons également la facilité que donne cette connaissance de pouvoir faire travailler avantageusement les moteurs synchrones en amenant leur excitation à une valeur convenable.

On sait d'ailleurs qu'on établit toujours les machines génératrices pour qu'elles puissent fournir leur puissance maxima en travaillant sur le réseau auquel on les destine avec la valeur moyenne de son cos φ. La puissance d'un alternateur triphasé est :

$$P = ei\sqrt{3} \cdot \cos\varphi$$

en kilowatts, e étant la tension efficace entre phases, i le courant efficace dans un fil.

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 16 juin 1906, p. 401 et 23 juin 1906, p. 441.

Pour une puissance et une tension données, le produit $i \cos \varphi$ est constant.

Prenons un alternateur de 1 500 kilowatts débitant du courant triphasé sous 11 000 volts, destiné à travailler sur un réseau de $\cos \varphi = 0{,}9$. Dans ce cas : $i \cos \varphi = 79$.

La machine devant travailler avec un $\cos \varphi$ égal à 0,9, on l'établira pour pouvoir débiter dans ces conditions son courant maximum :

$$i = \frac{79}{0{,}9} = 88 \text{ ampères.}$$

Si on ne l'avait établie que pour un courant maximum de 79 ampères, correspondant à $\cos \varphi = 1$, elle n'aurait pu fournir sous $\cos \varphi = 0{,}9$, c'est-à-dire en marche normale, un courant supérieur à 79 ampères, sans travailler au delà de son régime constitutif, et par suite elle n'aurait fourni qu'une puissance de

$$11\,000 \times 79 \times 0{,}9 = 1\,500 \times 0{,}9 = 1\,350 \text{ kw.}$$

ne représentant que les $\frac{27}{30}$ de la puissance pour laquelle elle aurait été construite.

L'instrument que nous allons étudier donne exactement la valeur du $\cos \varphi$ d'un réseau, dans le cas où les 3 phases sont équilibrées, et très sensiblement cette valeur dans le cas contraire.

8° Indicateur de facteur de puissance.

Le stator de cet appareil est constitué par un solénoïde formé de 2 bobines voisines à axe horizontal (fig. 27).

Le rotor, dont l'axe vertical traverse l'intervalle des 2 bobines en son centre, est constitué par 2 cadres circulaires verticaux liés invariablement à angle droit. Les enroulements des 2 cadres sont en série et leur point de jonction est relié à une bague fixée sur l'axe. Chacune des deux extrémités libres est également connectée à une bague. Les cadres reçoivent le courant par de petits frotteurs fixes faisant contact sur les bagues. Une aiguille indicatrice est fixée à l'axe et lui est parallèle dans le plan bissecteur des deux cadres ; elle se meut suivant la section droite d'un cylindre vertical gradué, ayant pour axe celui du rotor (fig. 28).

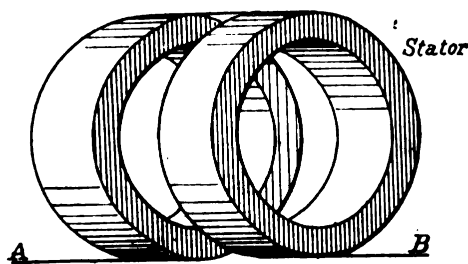


Fig. 27.

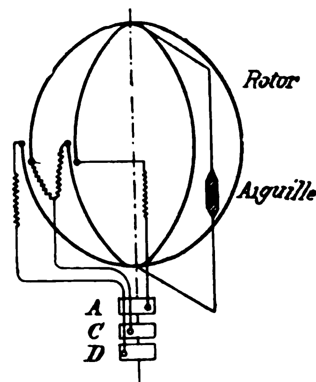


Fig. 28.

L'indicateur de facteur de puissance fonctionne lui aussi sous 110 volts, avec un pôle à la terre (fig. 29). On alimente le stator par un transformateur de courant et le rotor par 2 transformateurs de potentiel. Le circuit inducteur est traversé par le courant du secondaire d'un transformateur de courant dont le primaire est en série avec le fil 1 du réseau triphasé à étudier. A pleine charge, ce courant est décalé sensiblement de π sur le courant primaire. L'un des cadres du rotor entre les points D et C est soumis à la tension du secondaire d'un transformateur de potentiel dont le primaire est branché entre les fils 1 et 2 du réseau ; l'autre cadre identique au primaire, entre A et C, est soumis à la tension d'un transformateur identique au précédent, dont le primaire est branché entre les fils 1 et 3.

En négligeant la self des 2 circuits induits, les courants dans les 2 cadres sont en phase

avec les tensions correspondantes qui sont elles-mêmes sensiblement décalées de π, la première sur la tension entre fils 1-2 ; la deuxième sur la tension 1-3.

Si bien que les différences de phase seules nous intéressant entre les divers courants de l'appareil, nous pourrons faire abstraction du décalage commun π des courants secondaires sur le courant ou les tensions primaires.

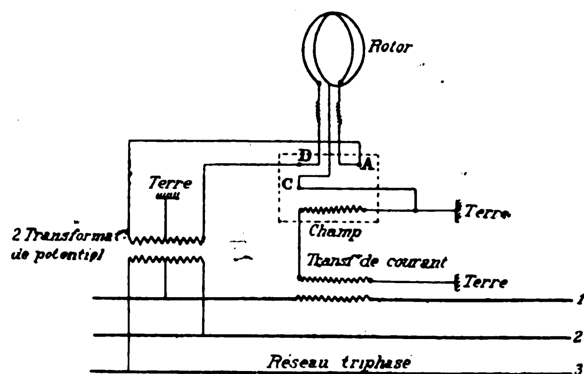


Fig. 29.

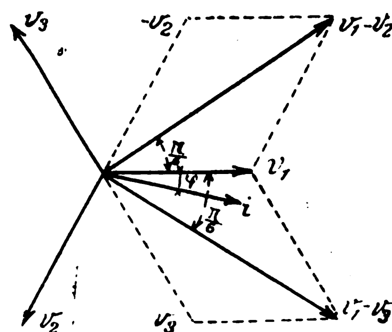


Fig. 30.

D'ailleurs en un point d'une ligne triphasée, les potentiels des 3 fils $V_1 V_2 V_3$ sont décalés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$ (fig. 30).

$$V_1 = e \sin \Omega t$$

$$V_2 = e \sin \left(\Omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_3 = e \sin \left(\Omega t - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Le courant dans le fil 1 est décalé de φ, que nous étudions, sur V_1 :

$$i = I \sin (\Omega t - \varphi).$$

La tension entre fils 1-2 est en avance de $\frac{\pi}{6}$ sur V_1 :

$$V_1 - V_2 = E \sin \left(\Omega t + \frac{\pi}{6}\right).$$

La tension entre fils 1-3 est en retard de $\frac{\pi}{6}$ sur V_1 :

$$V_1 - V_3 = E \sin \left(\Omega t - \frac{\pi}{6}\right).$$

Le solénoïde inducteur, parcouru par i, crée à l'intérieur un champ alternatif, uniforme, de direction horizontale et de valeur :

$$F = H \sin (\Omega t - \varphi).$$

Chacun des cadres peut être remplacé au point de vue électrodynamique par le champ alternatif qu'il crée en son centre, et qui lui est perpendiculaire.

Le premier cadre, soumis à $V_1 - V_2$, engendre :

$$f_1 = h \sin \left(\Omega t + \frac{\pi}{6}\right).$$

Le 2e cadre soumis à $V_1 - V_3$:

$$f_2 = h \sin \left(\Omega t - \frac{\pi}{6}\right).$$

Les valeurs maxima h de ces champs sont égales par suite de l'identité des circuits des cadres.

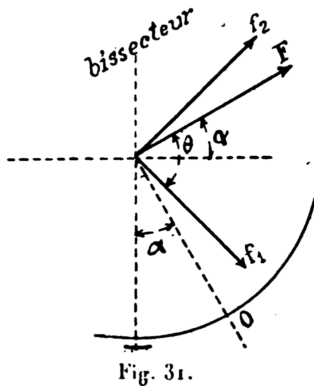


Fig. 31.

F, f_1 et f_2 sont dans un même plan horizontal passant par le centre du rotor.

Déterminons la position du rotor par l'angle θ de f_1 avec F. L'aiguille indicatrice fixée dans le plan bissecteur des deux cadres ou des 2 champs f_1, f_2 fera dès lors, avec la perpendiculaire à F dans le plan horizontal des champs (zéro de la graduation), un angle : $\theta - \frac{\pi}{4} = \alpha$ (fig. 31).

Etudions les actions de F sur f_1 et f_2 :

Le couple moyen exercé sur f_1 est :

$$C_1 = \frac{K}{2} Hh \sin\theta \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right),$$

et sur f_2 :

$$C_2 = \frac{K}{2} Hh \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)$$
$$= -\frac{K}{2} Hh \cos\theta \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right),$$

car les deux couples agissent en sens inverse.

Le rotor se meut sous l'action résultante de ces deux couples et prendra une position d'équilibre correspondant à un angle Θ de f_1 avec F donné par :

$$C_1 + C_2 = 0 = \frac{K}{2} Hh \left[\sin\theta \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\theta \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)\right]$$

ou :

$$\sin\theta \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\theta \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) = 0.$$

Transformons cette égalité :

$$\cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\varphi - \frac{1}{2}\sin\varphi$$
$$\cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\varphi + \frac{1}{2}\sin\varphi.$$

D'où :

$$\operatorname{tg}\theta\left(\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{1}{2}\operatorname{tg}\varphi\right) = \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{1}{2}\operatorname{tg}\varphi$$
$$\operatorname{tg}\varphi(\operatorname{tg}\theta + 1) = \sqrt{3}(\operatorname{tg}\theta - 1).$$

Finalement :

$$\operatorname{tg}\varphi = \sqrt{3}\frac{\operatorname{tg}\theta - 1}{\operatorname{tg}\theta + 1} = \sqrt{3}\operatorname{tg}\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right).$$

Par suite, l'aiguille, solidaire du rotor, prendra une position d'équilibre telle que :

$$\operatorname{tg}\varphi = \sqrt{3}\operatorname{tg}\alpha$$

où :

$$\alpha = \theta - \frac{\pi}{4}.$$

On voit que la position de l'aiguille indicatrice est parfaitement déterminée en fonction de l'angle φ que l'on étudie.

Si donc l'aiguille est au zéro, le décalage du courant sur la tension est nul; si l'aiguille

dévie à gauche, $\theta - \frac{\pi}{4} = \varphi$ est positif, c'est-à-dire que le courant est décalé en arrière de la tension; si l'aiguille dévie à droite, $\theta - \frac{\pi}{4} = \varphi$ est négatif, c'est-à-dire que le courant est décalé en avant.

On verrait facilement que le sens de déviation de l'aiguille serait inversé, si on interchangeait les connexions des 2 cadres en A et D.

Enfin, la graduation indique les valeurs de cos φ, facteur directement utile à connaître, calculées d'après la formule précédente (fig. 32).

E. WATTELET.

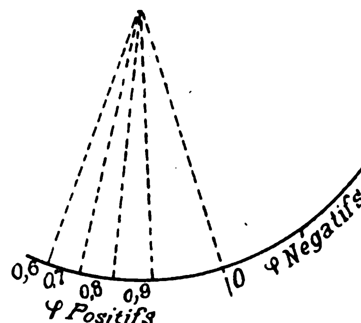
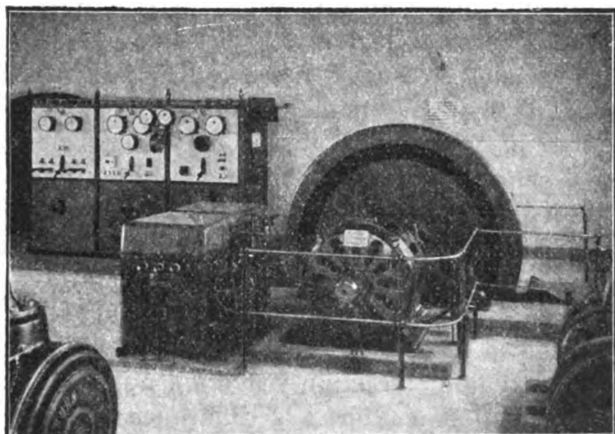


Fig. 32.

NOTES SUR LES MACHINES D'EXTRACTION ÉLECTRIQUES (*fin*) (¹).

On a reproché au système Ilgner d'abaisser sensiblement le rendement total, et de présenter des frais d'installation élevés.

En ce qui concerne le rendement, il est évident que la double ou triple conversion d'énergie le diminue sensiblement: en outre, les frottements dans les paliers de l'arbre portant un volant aussi lourd que celui d'un groupe Ilgner (40 tonnes bien souvent) absorbent une quantité d'énergie importante, à laquelle il faut encore ajouter l'énergie absorbée



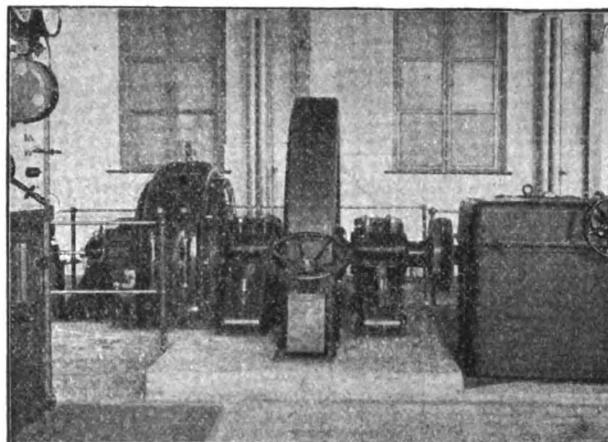


Fig. 26 et 27. — Installation d'extraction des salines de Kriedrichshall : Vues du groupe Ilgner.

par la jante du volant à cause de la résistance de l'air. Un groupe convertisseur avec volant de 40 tonnes absorbe à vide, 25 chevaux environ, et l'on est généralement obligé de le laisser tourner nuit et jour à cause de la difficulté du démarrage. On ne peut songer, dans les installations alimentées par courants triphasés, à réduire le poids du volant en admettant des variations de vitesse plus grandes, car le rendement du moteur asynchrone, qui diminue vite quand le glissement augmente, deviendrait trop mauvais. Dans les groupes où le

(¹) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 23 juin 1906, page 446.

volant n'est pas trop lourd, on a bien pu diminuer les frottements dans les paliers en employant des roulements à billes D. W. F. à ressorts intercalaires qui offrent, en outre, l'avantage de simplifier la question de graissage. Le groupe des salines de Friedrichshall (fig. 26 et 27), dont il a été question, est muni de ces roulements : son volant pèse 9 tonnes et tourne à une vitesse comprise entre 580 et 520 tours par minute (92 mètres de vitesse périphérique). Un autre groupe, muni de roulements à billes, a un volant de 2 tonnes et une vitesse maxima de rotation de 1500 tours par minute (160 mètres de vitesse périphérique). Enfin le groupe des puits Hermann de Eisleben, cité précédemment (Manfeldsche Kusferschafer), est muni d'un assez gros volant dont l'arbre tourne dans des roulements à billes. Mais d'une part ce système ne semble pas pouvoir être appliqué aux très lourds volants, pour lesquels il offrirait surtout de l'intérêt et, d'autre part, l'amélioration de rendement total qu'il permet de réaliser n'est pas bien considérable.

Au point de vue des prix d'installation, le groupe Ilgner, outre le prix élevé de ces différents organes, exige des fondations extrêmement coûteuses à cause du poids du volant.

Pour les deux raisons qui précèdent, rendement et prix d'installation, on a été conduit à chercher des solutions qui permissent de diminuer le poids du volant en admettant des variations de vitesse beaucoup plus grandes qu'avec le système Ilgner.

5° *Système Lahmeyer.*

Le système Lahmeyer repose sur l'emploi de courant continu fourni directement par une usine génératrice ou produit par un groupe de transformation. Le groupe égalisateur comprend essentiellement un moteur M, un volant V et une dynamo génératrice D jouant le rôle de survolteur-dévolteur (fig. 28). Le moteur est branché en dérivation sur la ligne à courant continu ; la dynamo est intercalée en série sur le circuit alimentant le ou les moteurs d'extraction F. Le courant d'excitation de la dynamo, pris en dérivation sur la ligne, est réglé en grandeur et en sens au moyen d'un rhéostat de champ (appareil de manœuvre). Cette dynamo produit une différence de potentiel $\pm e$ dont la valeur, comprise entre o et un maximum, se retranche de la différence de potentiel de la ligne ou s'y ajoute. Soit E la tension de la ligne ; au démarrage, l'excitation de la dynamo D (schéma fig. 28) est telle que e soit égal à E et s'en retranche. La différence de potentiel aux bornes du moteur d'extraction est donc nulle. On diminue graduellement e jusqu'à zéro : la différence de potentiel $E - e$ aux bornes du moteur d'extraction augmente peu à peu. Pour $e = o$, elle est égale à E. La différence de potentiel e aux bornes de la dynamo est ensuite inversée puis va en croissant jusqu'à une valeur E, de sorte que la différence de potentiel aux bornes du moteur $E + e$ croît jusqu'à la valeur 2E, valeur à laquelle correspond la vitesse normale d'extraction.

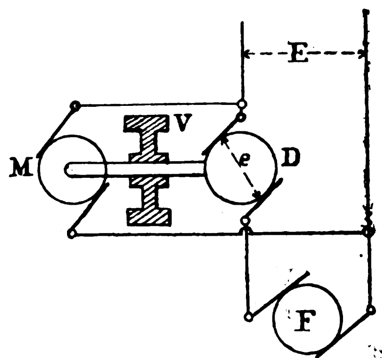


Fig. 28. — Schéma du système Lahmeyer.

La société Lahmeyer a complété ce dispositif en ajoutant, sur l'arbre du groupe égalisateur, un petit survolteur dont l'induit est en série avec celui du moteur M. Ce survolteur est excité en dérivation, et un rhéostat est intercalé dans le circuit d'excitation. En manœuvrant ce rhéostat, on peut augmenter ou diminuer la différence de potentiel aux bornes du moteur qui, ainsi, tourne plus ou moins vite. Ce rhéostat est commandé automatiquement par

un électro-aimant dont l'enroulement est fourni par le courant total du moteur d'extraction et produit une accélération de vitesse quand le groupe est déchargé, et une diminution de vitesse quand le groupe est chargé. Au lieu d'employer un survolteur, on pourrait également intercaler un rhéostat de champ dans le circuit d'excitation du moteur M et commander ce rhéostat par l'électro-aimant précédent.

L'installation faite, avec ce système, aux mines de Ligny-les-Aire par la Société Lahmeyer a été déjà décrite (1).

6° *Système Creplet.*

En se reportant au schéma de la figure 28, on voit que, pendant les périodes d'arrêt du moteur d'extraction, la dynamo D n'est traversée par aucun courant : elle est donc inactive. Le moteur M, pendant ce temps, travaille pour accélérer le volant. Au contraire, pendant les périodes de fonctionnement, le moteur M devient inactif et la dynamo D, utilisant la force vive emmagasinée dans le volant, travaille en génératrice. Du fait que les machines M et D agissent alternativement et non simultanément, M. Creplet a été conduit à supprimer l'une d'elles. La dynamo D seule, accouplée à un volant, remplit tantôt les fonctions de moteur, tantôt les fonctions de génératrice (fig. 29).

La puissance soutirée au réseau doit rester constante, puisque tel est le but dans lequel on emploie un groupe d'égalisation, constitué ici par la dynamo D et le volant V. La tension E étant constante, l'intensité de courant absorbé doit être constante. Or cette intensité de courant parcourt le circuit de l'ensemble des machines, y compris le moteur d'extraction. Le couple de ce moteur étant proportionnel au produit du courant par le flux, on voit qu'il sera nécessaire, pour le faire varier, d'agir sur l'excitation pour modifier le flux, puisque le courant reste constant. Le couple varie de la façon suivante : au début, pendant la période d'accélération constante, il doit être constant ; ensuite, pendant la période d'accélération décroissante, il doit aller en diminuant puis, pendant la phase de ralentissement, il doit s'annuler assez rapidement. La valeur du courant d'excitation du moteur d'extraction doit donc suivre les mêmes variations. Quand le courant d'excitation est nul, le moteur d'extraction peut tourner à vide sous l'action des masses en mouvement sans qu'il se produise de freinage électrique, quoique l'induit soit traversé par le courant d'intensité constante.

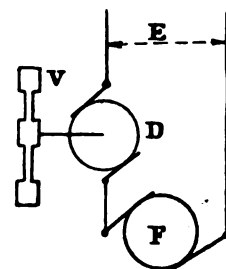


Fig. 29. — Schéma du système Creplet.

Le renversement de marche est obtenu par inversion du sens du courant dans l'induit du moteur d'extraction. Le circuit principal ne devant pas être interrompu, on court-circuite d'abord l'induit du moteur avant d'inverser les connexions : avant cette mise en court-circuit, un rhéostat solidaire de l'inverseur annulle progressivement le courant d'excitation du moteur.

Le réglage de la vitesse est obtenu par réglage de l'excitation de la dynamo D, dont dépend la différence de potentiel aux bornes du moteur que l'on peut faire varier ainsi entre o et 2E, comme on l'a vu précédemment. Pendant les arrêts du moteur, la différence de potentiel du réseau et celle de la dynamo D sont égales et de sens opposés. Si le réseau d'alimentation est à courant continu, on y relie simplement l'ensemble constitué par la dynamo volant survolteur-dévolteur ; s'il est à courants alternatifs, on convertit l'énergie électrique en courant continu au moyen d'un groupe formé, de préférence, d'un moteur syn-

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLIII, 6 mai 1905, page 161.

chrone et d'une génératrice, l'emploi d'un moteur synchrone présentant l'avantage de provoquer une amélioration du facteur de puissance.

Le système Creplet offre l'avantage d'être plus simple que les précédents : il permet de faire varier dans de très grandes limites la vitesse du volant et, par suite, d'employer un volant beaucoup moins lourd. En pratique, on admet ainsi des variations de vitesse de 50 %. Quand on veut alimenter directement le moteur d'extraction par le réseau, on court-circuite simplement la dynamo D : il est avantageux d'économiser ainsi, les dimanches et jours de très faible travail, l'énergie qu'absorbe la rotation constante du volant, l'égalisation de puissance étant inutile dans ces cas.

Le système Creplet a été appliqué à la machine d'extraction des charbonnages du Hasard à Fléron. La mine est alimentée par des courants triphasés à 2 000 volts et 48 périodes. Un groupe de transformation, formé d'un moteur synchrone et d'une dynamo génératrice, produit le courant continu nécessaire à la machine d'extraction.

Les conditions d'extraction sont les suivantes :

Charge utile.	2 000 kilogrammes.
Profondeur.	313 mètres.
Vitesse d'extraction.	$4^{m},30$ par seconde.
Poids de la cage avec 4 berlines.	2 160 kilogrammes.

La machine d'extraction est formée de deux bobines sur lesquelles s'enroule un câble plat de $3^{cm},25$ d'épaisseur pesant $6^{kgr},25$ par mètre courant. Le rayon initial d'enroulement est de $1^{m},386$ et le rayon final de $2^{m},274$. Le rayon moyen est de $1^{m};83$.

L'effort maximum à développer au démarrage, quand l'une des cages repose sur les taquets à la surface pendant que l'autre, chargée, pend dans le puits, est égal au produit du rayon initial par le poids total (cage, charge et câble), soit 8 700 kilogrammètres. L'effort moyen (le poids des cages et des câbles s'équilibrant) est égal au produit du rayon d'enroulement moyen par la charge utile, soit 3 660 kilogrammètres.

La vitesse moyenne du trait étant de $4^{m},30$, soit 5 mètres environ comme valeur-limite, et l'effort à développer étant de 2 000 kilogrammes pour la charge utile et de 1 000 kilogrammes environ pour les résistances passives, la puissance absorbée est $(3\,000 \times 5)/75 = 200$ chevaux.

L'intensité du courant normal constante étant fixée à 700 ampères, la différence de potentiel correspondante est, en admettant un rendement de 0,94 pour le moteur : $v = (736 \times 200)/(0{,}94 \times 700) = 225$ volts. Le moteur attaque la machine d'extraction par un train d'engrenages à simple réduction, dont le rapport de démultiplication est 1/5.

Le volant doit pouvoir absorber la puissance normale pendant les arrêts. La figure 30 indique le travail correspondant : en intégrant la surface, on trouve $W = 220500$ kilogrammètres. Le volant en acier coulé en une pièce a un diamètre extérieur de $1^{m},950$, 200 millimètres d'épaisseur à la jante, qui a une hauteur radiale de 270 millimètres, et 60 millimètres d'épaisseur à l'âme pleine. Le poids du volant est de 3 200 kilogrammes. La chute de vitesse admise (fig. 30) est un peu supérieure à 50 %, la vitesse variant entre 600 et 275 tours par minute.

La dynamo accouplée au volant et fonctionnant tantôt comme moteur, tantôt comme survolteur-dévolteur doit pouvoir absorber, à des vitesses comprises entre 300 et 600 tours par minute, la puissance disponible de 150 chevaux, empruntée constamment à la ligne, et est traversée par un courant de 700 ampères.

La génératrice qui alimente la ligne et qu'entraîne un moteur synchrone triphasé doit

produire normalement 150 chevaux pour une intensité de courant de 700 ampères : elle doit donc donner 157 volts. Le moteur synchrone qui l'entraîne est excité de façon à produire un facteur de puissance de 0,9 avec un décalage en avance. Le facteur de puissance moyen de la centrale qui alimente ce moteur est d'environ 0,80 quand le moteur synchrone n'est

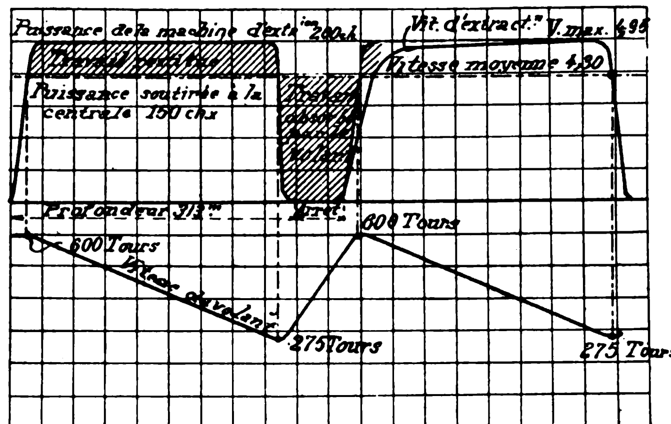


Fig. 30. — Diagramme des vitesses et des puissances.

pas en service. Le décalage en avant produit par celui-ci remonte à 0,94 le facteur de puissance de l'usine, c'est-à-dire améliore de 17 % l'installation de celle-ci.

L'excitation des différentes machines est fournie par une excitatrice entraînée par un moteur séparé. Cette excitatrice fournit également le courant nécessaire à l'éclairage de la surface et au démarrage du groupe de transformation.

Les appareils de manœuvre, au moyen desquels le mécanicien règle la marche de la machine d'extraction, comprennent quatre leviers : un levier inverseur dont chaque position extrême correspond à un sens de marche et dont la position médiane correspond à l'arrêt ; un levier de marche, agissant sur le rhéostat d'excitation de la dynamo-volant et réglant le fonctionnement de celle-ci en moteur ou en générateur ; un levier limiteur de vitesse, auquel on ne touche pas en cours d'extraction, et qui agit sur le rhéostat de champ de la dynamo génératrice du groupe de transformation, afin de déterminer la puissance constante que l'on soutire à la centrale ; le levier du frein à main. Quand on veut alimenter directement la machine d'extraction, c'est-à-dire ne pas se servir de la dynamo-volant, on règle au moyen du levier limiteur de vitesse. Outre ces leviers, le mécanicien a à sa portée un interrupteur de déclanchement des contrepoids du frein de sûreté : ce frein fonctionne automatiquement quand le courant est coupé ou quand les cages dépassent le niveau des recettes.

M. Creplet a fait quelques essais de consommation sur la machine d'extraction établie d'après son système. Ces essais ont malheureusement été faits dans de mauvaises conditions, car on a réalisé à peine le quart du débit normal, c'est-à-dire que tout l'ensemble de l'installation a travaillé au quart de sa puissance. Malgré cela, la consommation de vapeur, par cheval-heure de charbon élevé, a été voisine de 22 kilogrammes, en admettant le chiffre de 12 kilogrammes de vapeur par kilowatt-heure. Les résultats détaillés des essais sont résumés dans le tableau suivant :

ESSAIS DE CONSOMMATION

Constante du compteur triphasé = une division représente 0,64 kw.-h. Charge utile d'une berline de charbon = 450 kil.
— continu = — 0,712 kw.-h. — — pierres = 660 kil.
Le kilowatt-heure est produit à raison de 12 kil. de vapeur.

Numéro..	I			II			III			IV		
Date..	28 février 1905.			1er mars 1905.			1er mars 1905.			28 mars 1905.		
	temps.	compt. triphasé.	compt. continu.	temps.	compt. triphasé.	compt. continu.	temps.	compt. triphasé.	compt. continu.	temps.	compt. triphasé.	compt. continu.
Commencement.	$9^h,3$	6 512	3 880	$9^h,33$	7 252	3 083	$14^h,3$	7 480	3 115	$16^h,21$	24 345,4	1 287,45
Fin.	$11^h,3$	6 606	3 896	$12^h,00$	7 372	3 101	$15^h,0$	7 533	3 123	$16^h,37$	24 362,8	1 289,80
Durée.	7 200 s.	94	16	8 820 s.	120	18	3 430 s.	53	8	960 s.	17,4	2,35
Nombre de traits.	27			39			15			5		
Berlines de charbon.	43 chargées à 313 m. 34 — 170 m.			45 chargées à 313 m. 59 — 170 m.			22 chargées à 313 m. 23 — 170 m.					
Berlines de pierres.	0 — 313 m. 3 — 170 m.			0 — 313 m. 0 — 170 m.			0 — 313 m. 0 — 170 m.					
Travail utile.	8 850 000 kgm.			10 870 000 kgm.			4 860 000 kgm.			1 839 300 kgm.		
Puissance utile moyenne.	$\frac{8\,850\,000}{75 \times 7\,200} = 16,5$ chev.			$\frac{10\,870\,000}{75 \times 8\,820} = 16,4$ ch.			$\frac{4\,860\,000}{75 \times 3\,430} = 19$ ch.			$\frac{1\,839\,300}{75 \times 960} = 25,5$ ch.		
Consommation.	60 kw.-h. au triphasé. 11,4 — au continu. 71,4 — en tout.			77 kw.-h. au triphasé. 12,8 — au continu. 89,8 — en tout.			33,9 kw.-h. au triphasé. 5,7 — au continu. 39,6 — en tout.			11,1 kw.-h. au triphasé. 1,68 — au continu. 12,78 — en tout.		
Puissance moyenne consommée.	$\frac{71,4 \times 3\,600}{7\,200} = 35,7$ kw.			$\frac{89,8 \times 3\,600}{8\,820} = 36,2$ kw.			$\frac{39,6 \times 3\,600}{3\,430} = 41,6$ kw.			$\frac{12,78 \times 3\,600}{960} = 47,9$ kw.		
Rendement de l'ensemble.	$\frac{16,5}{35,7 \times 1,36} = 34$ °/o.			$\frac{16,4}{36,2 \times 1,36} = 33$ °/o.			$\frac{19}{41,5 \times 1,36} = 33,6$ °/o.			$\frac{25,5}{47,9 \times 1,36} = 39,1$ °/o.		
Vitesse commerciale d'extr. ramenée à une charge utile de 2 000 kil.	$\frac{16,5 \times 75}{2\,000} = 0,618$ m./s.			$\frac{16,4 \times 75}{2\,000} = 0,614$ m./s.			$\frac{18 \times 75}{2\,000} = 0,713$ m./s.			$\frac{25,5 \times 75}{2\,000} = 1,955$ m./s.		
Consommation par cheval-heure en charbon. — exprimée en kw.-h.	$\frac{35,7}{16,5} = 2,16$ kw.-h.			$\frac{36,2}{16,4} = 2,2$ kw.-h.			$\frac{41,6}{19} = 2,2$ kw.-h.			$\frac{47,5}{25,5} = 1,875$ kw.-h.		
— exprimée en vapeur.	$2,16 \times 12 = 26$ kil.			$2,2 \times 12 = 26,4$ kil.			$2,2 \times 12 = 26,4$ kil.			$1,875 \times 12 = 22,5$ kil.		
Puissance utile correspondt.	16,4 chevaux.			16,4 chevaux.			19 chevaux.			25,5 chevaux.		

D'après tout ce qui précède, on voit le développement rapide que prennent les machines d'extraction électriques, et l'on peut apprécier les importants services qu'elles sont appelées à rendre. Il semble hors de doute que, dans un avenir très rapproché, presque tous les puits de mine seront exploités électriquement.

R. DE VALBREUZE.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

***Expériences sur la diminution de la mobilité des ions dans le brouillard.* — Elster et Geitel.** — *Physikalische Zeitschrift*, 1er juin 1906.

1° On sait que, même sous l'effet d'une ionisation intense, la conductibilité de l'air peut être maintenue faible si l'on y produit un brouillard d'une nature quelconque et si l'on abaisse ainsi, par la superposition de masses pesantes, la mobilité des ions. On peut recourir à ce phénomène pour déceler l'électrisation positive propre du radium pendant l'émission de rayons β.

Les auteurs ont enveloppé dans une feuille d'aluminium mince un tube de verre contenant 5 milligrammes de bromure de radium et l'ont placé, soutenu par un fil isolé, dans un récipient cylindrique en zinc, relié à la terre, de 65 centimètres de hauteur et 35 centimètres de diamètre. En reliant le fil à un électromètre à quadrants, on constatait sur celui-ci une dévia-

tion positive (de 1/4 volt environ) correspondant à la différence de potentiel Al — *air* — Zn. Quand on remplissait le récipient en zinc d'un brouillard de sel ammoniac, obtenu, par exemple, par l'introduction d'un tampon d'ouate imbibé d'ammoniaque et d'acide chlorhydrique, la déviation de l'aiguille de l'électromètre changeait de sens ; quand la densité du brouillard augmentait, cette déviation atteignait la valeur limite de + 5 volts environ.

Les rayons β et γ du radium agissant sur l'air de toute la pièce, où il n'existait pas de brouillard, ainsi qu'à l'intérieur de l'électromètre à quadrants, la déviation observée ne pouvait pas croître au delà d'une certaine limite, déterminée par le fait que le système formé par les fils de jonction et l'électromètre recevait du bromure de radium autant d'électricité positive qu'il en perdait par contact avec l'air ionisé.

2° Si des ions libres se déplacent dans l'air sous l'action d'un champ électrique et atteignent une couche de brouillard, ils doivent être arrêtés par celle-ci et peuvent ainsi donner lieu à l'existence de charges électriques volumiques. Il est certain que quelques perturbations de la chute de potentiel normale de l'électricité atmosphérique dans les couches de brouillard et à la limite de celles-ci peuvent être ainsi expliquées.

On peut réaliser facilement un dispositif expérimental dans lequel de telles charges sont produites dans l'air contenant du brouillard. Un récipient cylindrique S de 20 centimètres de diamètre et 4 centimètres de hauteur est isolé et relié à un électromètre à quadrants. Il est d'abord relié à la terre, de façon que son potentiel ainsi que celui de l'électromètre soit nul. Au-dessus de ce récipient cylindrique et à 20 centimètres de distance environ est disposée une plaque métallique P parallèle à lui et isolée : on charge cette plaque à quelques centaines de volts. On introduit alors dans le récipient de l'acide carbonique chargé de brouillard de sel ammoniac : si l'air est à peu près immobile dans la pièce où l'on fait l'expérience, le gaz lourd remplit le récipient jusqu'aux bords et y reste. Si l'on place à proximité de l'intervalle compris entre la plaque métallique P et le récipient S une source d'ions, telle qu'une petite flamme de gaz, ou un corps radio-actif, il se produit dans l'air non chargé de brouillard compris dans l'intervalle PS un déplacement des ions à l'intérieur du champ électrique existant entre P et S. Si la plaque P est chargée positivement, le brouillard contenu dans le récipient S prend en quelques minutes une charge positive. On décèle facilement cette charge en éloignant d'abord la source d'ionisation, en reliant P à la terre et en soufflant brusquement le gaz hors du récipient. L'électromètre présente une charge négative qui était équilibrée précédemment par l'électricité positive du brouillard.

Cette expérience concorde parfaitement avec le fait expérimental que les couches de brouillard existant au-dessus du sol présentent une charge volumique positive dans le champ électrique normal de la terre. R. V.

Tubes à rayons X, à régulateur automatique. — **G. Berlemont.** — *Académie des Sciences*, 28 mai 1906.

Ce nouveau tube est basé sur le réglage automatique, en se servant de l'anticathode comme osmo-régulateur.

Un tube de platine soudé sur l'anode correspond à l'extérieur du tube et est terminé par un robinet surmonté d'une petite ampoule contenant du coton mouillé.

Lorsque le tube devient trop dur au gré de l'opérateur, on ouvre le robinet une ou deux secondes. L'anode qui est au rouge est en contact avec l'air humide qui a passé sur le coton mouillé.

Par dissociation, il se forme de l'hydrogène qui, par osmose, passe au travers de l'anode et permet ainsi de diminuer la durée du tube. On peut faire baisser par ce moyen un tube de 2 à 3 centimètres d'étincelle équivalente, à chaque manœuvre de robinet.

Un tube durci à 20 centimètres d'étincelle équivalente a été ainsi ramené à 2 centimètres par manœuvres successives du robinet.

Un autre avantage est que le petit volume de gaz qui reste dans la canalisation entretient le tube dans un état constant pendant une assez longue durée, ce qui permet ainsi à l'opérateur de pratiquer, soit une radiographie, soit une radiothérapie, avec plus de sûreté.

Sur l'action calorifique de l'étincelle électrique. — **Perkins.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 27 mai 1906.

L'auteur, se plaçant au point de vue de l'em-

ploi des étincelles électriques pour l'allumage des mélanges détonnants dans les moteurs à gaz, a cherché à représenter la quantité de chaleur produite en fonction de la longueur d'étincelle, de l'intensité du courant et de la fréquence. Les étincelles jaillissaient, dans ces expériences, entre deux électrodes de platine portées par une vis micrométrique ; elles étaient placées dans un tube de verre de 12 millimètres de diamètre et 60 millimètres de longueur. La quantité de chaleur produite était mesurée d'après l'accroissement de résistance d'une bobine de 23 ohms en fil de cuivre fin placée dans le tube de verre à 5 millimètres environ de l'étincelle. Pour étalonner l'appareil, on remplaçait l'étincelle par un fil de maillechort de résistance connue. L'étincelle était produite au moyen de courant continu : la durée de l'essai était de 10 secondes. L'intensité du courant était mesurée au moyen d'un voltamètre à gaz.

La quantité de chaleur produite, pour une intensité et une fréquence constantes, croît avec la longueur d'étincelles, mais non proportionnellement à celle-ci. Le rendement le plus élevé pour 96 périodes et 0,8 ampère a été trouvé égal à 42 °/₀ pour une longueur d'étincelle de $5^{mm},7$. La quantité de chaleur augmente avec l'intensité du courant. Le rendement atteint un maximum et diminue ensuite quand le courant continue à croître. Le rendement augmente avec la fréquence.

R. V.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

***Influence de la pression d'admission sur le rendement des turbines à vapeur.* — Stevens et Hobart.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 27 mai 1906.

Les auteurs ont fait un grand nombre d'essais sur des turbines Parsons. Le rendement de ces machines augmente un peu avec la pression d'admission de la vapeur, principalement quand elles fonctionnent à condensation ; cette augmentation de rendement devient tout à fait insignifiante pour les pressions supérieures à 8 kilogrammes par mètre carré. Pour des pressions d'admission de 10 à 14 atmosphères, le rendement des turbines Parsons est à peu près égal à celui des machines à piston ; pour les pressions plus grandes, il est inférieur ; pour les pressions plus faibles, il est supérieur à celui des machines à piston.

D'après les nombreux diagrammes relevés par les auteurs, on voit qu'à pleine charge, le rendement d'une turbine Parsons fonctionnant avec une pression absolue de vapeur de 7 atmosphères, avec une bonne surchauffe et un bon vide ne peut pas être amélioré de plus de 0,1 °/₀ par une augmentation de 1 °/₀ de la pression d'admission. Dans les mêmes conditions, pour une pression de 14 atmosphères, l'augmentation probable de rendement est de 0,05 °/₀.

A pleine charge, une turbine Parsons fonctionnant sans condensation consomme environ 38 °/₀ de vapeur de plus qu'en fonctionnant à condensation avec un vide de 86,6 °/₀ (660 millimètres).

Les auteurs ont déterminé, en outre, l'influence des différentes variations du vide à différentes charges et sont arrivés au résultat que, quand le vide augmente, la consommation de vapeur des turbines diminue d'autant plus que la charge est plus faible. De nombreux diagrammes illustrent tous ces résultats, particulièrement en ce qui concerne la consommation de vapeur d'un turbogénérateur de 500 kilowatts à toutes les charges possibles et pour différents degrés de vide. La diminution de la consommation de vapeur est faible jusqu'à environ 70 °/₀ de vide, et augmente brusquement entre 70 et 90 °/₀ de vide : cette diminution atteint 0,6 à 2,2 °/₀ par centième de vide d'augmentation.

L'influence de la surchauffe de la vapeur sur les consommations de vapeur a aussi été étudiée par les auteurs. Aux faibles charges, la surchauffe améliore plus le rendement qu'à pleine charge.

Différents diagrammes comparatifs résument ces résultats pour les turbines Parsons de 500, 1000, 2000 et 4000 kilowatts.

B. L.

***Phénomènes pendulaires présentés par les machines à courant continu à pôles auxiliaires.* — W. Siebert.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 31 mai 1906.

Le P[r] Breslauer a déjà signalé la production de phénomènes pendulaires dans un moteur muni de pôles auxiliaires et a cherché a expliquer ces phénomènes par l'existence d'oscillations des pôles auxiliaires. Le D[r] Pohl attribue ce

fait aux courants de court-circuit de la commutation. L'auteur a eu récemment l'occasion d'observer les mêmes phénomènes et a fait quelques expériences qui l'on conduit à une autre explication.

Le mode de construction du moteur est indiqué par la figure 1. L'enroulement était établi

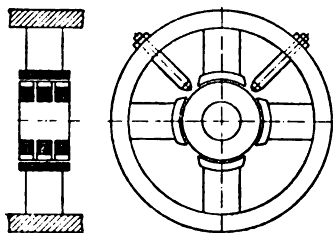


Fig. 1.

pour une puissance de 12,5 chevaux sous 230 volts et une vitesse variable de 400 à 1 200 tours par minute. Le moteur tétrapolaire n'avait que deux pôles auxiliaires, disposition admissible quand on adopte un enroulement série et deux lignes de balais seulement; en outre il faut, par le choix d'une distance suffisante entre les cornes polaires, par l'emploi de balais pas trop larges et d'un pas d'enroulement convenable, veiller à ce que le flux extérieur ne soit pas déformé, là où il n'y a pas de pôles auxiliaires, d'une façon telle qu'il se produise des forces électromotrices nuisibles dans les bobines en court-circuit. Outre une économie de matériaux et de main-d'œuvre, une réduction des pertes dans les pôles auxiliaires et une meilleure ventilation, ce dispositif présente l'avantage de diminuer la formation de phénomènes pendulaires.

Le moteur entraînait, par une réduction d'engrenages et une courroie, une dynamo génératrice. Quand les balais étaient placés dans la position médiane, ou quand ils étaient décalés dans le sens de rotation de l'induit, il ne se produisait des phénomènes pendulaires ni à vide ni en charge. Au contraire, quand on décalait les balais vers l'arrière, ces phénomènes se produisaient: lorsque le champ principal était intense, ceux-ci étaient vite amortis, mais croissaient quand on diminuait le flux pour augmenter la vitesse: plus les balais étaient décalés en arrière, et plus était faible la vitesse à laquelle commençaient à se manifester les phénomènes pendulaires. Un accroissement de courant de l'induit agissait dans le même sens. Le tableau I indique des valeurs approximatives de l'intensité du courant et de la vitesse de rotation pour lesquelles on était obligé de mettre le moteur hors circuit à cause de l'amplitude trop grande des oscillations.

BALAIS DÉCALÉS PAR RAPPORT à la ligne médiane de	INTENSITÉ DU COURANT dans l'induit.	VITESSE DE ROTATION tours par minute.
1,5 lames.	8	850
3 —	10	670
1,5 —	46	600
3 —	46	500

Quand les pôles auxiliaires n'étaient pas excités, le phénomène ne se produisait pas. La durée d'une période était de 3 à 5 secondes environ. Les oscillations du courant de l'induit étaient accompagnées d'oscillations de même amplitude de la vitesse de rotation; le courant d'excitation des bobines shunt oscillait également.

Ces phénomènes pendulaires ne peuvent être expliqués que de la façon suivante. Quand les balais sont décalés en arrière, les fils de l'induit placés entre deux balais se trouvent soumis à l'action d'un pôle principal et d'un pôle auxiliaire présentant des polarités opposées. Les forces électromotrices produites dans les fils de l'induit se compensent en partie: l'action est la même que si le flux principal était affaibli. Si alors la vitesse du moteur est augmentée par affaiblissement du flux au moyen du rhéostat placé sur le circuit des bobines shunt, l'accélération de l'induit et des masses en mouvement exige une élévation de l'intensité de courant: celle-ci affaiblit le flux principal de sorte qu'il se produit une nouvelle augmentation de vitesse et une nouvelle augmentation de courant, et ainsi de suite.

Si le flux principal est relativement intense, on atteint au bout de quelques secondes une valeur maxima de l'intensité de courant et de la vitesse. Comme il ne se produit plus d'accélération, l'intensité de courant et, avec elle, l'action des pôles auxiliaires diminuent, c'est-à-dire que le flux principal est renforcé. Il se produit une augmentation de la force contre-électromotrice au delà de la différence de potentiel aux bornes; la machine travaille comme génératrice sous l'effet de l'inertie des masses en mouvement et se

trouve freinée. La vitesse tombe trop bas, et le cycle recommence.

Quand le flux principal est suffisamment affaibli, le pôle auxiliaire devient assez fort pour que la force contre-électromotrice s'annule, et le moteur agit comme un court-circuit.

Les oscillations que présente le courant d'excitation des bobines shunt sont dues à la réaction du courant induit oscillant.

Les points qui déterminent la grandeur des phénomènes pendulaires sont donc principalement les suivants :

1° Décalage des balais en arrière par rapport à l'axe des pôles auxiliaires.

2° Rapport du flux principal et du flux auxiliaire.

3° Résistance et self-induction de l'induit et des pôles auxiliaires.

4° Moment d'inertie de l'induit et des masses en mouvement.

B. L.

***Sur le réglage des moteurs triphasés.* — Jonas.** — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 31 mai 1906.

L'auteur indique brièvement quels sont les différents moteurs triphasés employés dans la pratique et jusqu'à quel point ces moteurs permettent d'obtenir des variations de la vitesse de rotation. Les moteurs à collecteur, qui permettent de réaliser des vitesses différentes comprises entre de larges limites, présentent l'inconvénient de posséder un organe fragile et délicat et ne sont pas applicables dans un grand nombre de cas.

Parmi les méthodes les plus connues ou les plus récentes pour faire varier la vitesse de rotation des moteurs triphasés, l'auteur cite les suivantes :

1° Moteurs à différents nombres de pôles calés indépendamment les uns des autres sur le même arbre et alimentés séparément ou simultanément par le réseau (Wüst) ;

2° Moteurs à deux ou plusieurs enroulements entièrement distincts réalisant différents nombres de pôles ;

3° Moteurs à commutation de pôles ;

4° Deux moteurs asynchrones en cascade (Görges, Danielson) ;

5° Un moteur synchrone en cascade avec un moteur asynchrone (Arnold, Bragstad et La Cour) ;

6° Deux moteurs asynchrones en opposition : moteur double (Felten et Guilleaume-Lahmeyer) ;

7° Combinaisons de connexions.

Le montage indiqué par Wüst pour l'obtention d'une vitesse intermédiaire consiste à relier simultanément au réseau deux moteurs travaillant sur le même arbre et possédant des nombres de pôles différents. L'avantage de ce dispositif réside dans sa grande simplicité : l'inconvénient est le rendement mauvais et le décalage important de l'ensemble.

Les moteurs avec deux enroulements séparés travaillent d'une façon relativement avantageuse au point de vue de la simplicité, de la sécurité de fonctionnement, du rendement et du décalage, car les conducteurs actifs seuls sont parcourus par du courant ; au contraire, dans les moteurs avec commutation des pôles, tous les conducteurs sont le siège de courants même quand le nombre de conducteurs actifs est inférieur au nombre total de conducteurs. En outre, il est beaucoup plus difficile de transformer un enroulement multipolaire en un enroulement d'un nombre de pôles double que de passer d'un enroulement déterminé à un enroulement entièrement séparé de lui. Les poids et les dimensions sont à peu près les mêmes dans les deux cas.

Le groupement en cascade est susceptible d'un emploi très général. La nouvelle vitesse de rotation obtenue est donnée par la formule

$$n = 60\, f/(p_1 \pm p_2),$$

en appelant f la fréquence, p_1 et p_2 les nombres de paires de pôles. Quoique le rendement et le décalage présentent des valeurs moins basses que celles des modèles normaux de même puissance, ce dispositif conduit toujours à des valeurs utilisables. D'ailleurs ce procédé a fait ses preuves, même pour la traction électrique : il présente une grande sûreté de fonctionnement et une grande simplicité. Un diagramme rigoureux de phénomènes en jeu n'a pas encore été donné. Il faut tenir compte de ce que non seulement la fréquence du courant tertiaire (courant du rotor du second moteur), mais aussi la fréquence du courant secondaire (courant du rotor du premier moteur et du stator du second moteur) varie avec le glissement. La résistance dans le circuit secondaire ne peut pas, dans ces conditions, être négligée.

Un nouveau mode de réglage est donné par le groupement en cascade indiqué par Arnold, Bragstadt et La Cour. Au lieu du second moteur asynchrone, on emploie un moteur synchrone relié au rotor du premier moteur asynchrone. La vitesse de rotation ainsi obtenue est donnée par l'équation précédente $n = 60f/(p_1 \pm p_2)$. Tandis que le groupe ordinaire en cascade se comporte comme un moteur asynchrone, c'est-à-dire présente un glissement correspondant à la charge, le nouveau groupe présente les propriétés du moteur synchrone. La vitesse de rotation n'est pas modifiée par la charge (jusqu'au décrochage). Le moteur synchrone peut avoir une excitation séparée ou porter un petit collecteur d'excitation. On peut, par variation de l'excitation, compenser jusqu'à un certain point le réseau. Le rendement est très bon. Toutefois la mise en service du groupe n'est pas aussi simple que celle du groupe ordinaire en cascade. On peut, par certains procédés, connecter les moteurs l'un après l'autre. Par exemple, on peut démarrer d'abord le moteur asynchrone au moyen d'un rhéostat, puis, au moyen de lampes de phases, déterminer le moment où la fréquence est la même dans les induits de deux moteurs. A ce moment, on fait le groupement en série. Il existe un grand nombre d'applications où ces moteurs en cascade peuvent rendre de bons services.

L'auteur a imaginé un mode de connexion analogue appliqué par la maison Felten et Guilleaume-Lahmeyer. Ici, au lieu d'un moteur synchrone excité par du courant continu, on emploie un moteur synchrone excité par des courants triphasés et relié en cascade avec le moteur I. Le groupe comprend, comme dans le montage ordinaire en cascade, deux moteurs construits comme des machines asynchrones. La différence ne réside que dans les connexions. Dans le nouveau moteur double, les deux stators sont reliés au réseau. Il existe entre les vitesses synchrones de l'un et de l'autre moteur une vitesse de rotation pour laquelle le glissement positif d'un moteur est en phase avec le glissement négatif de l'autre moteur ce qui, comme on l'a dit plus haut, peut être déterminé au moyen de lampes de phase. Si, au moyen d'un démarreur, on a atteint la nouvelle vitesse de rotation, on relie les deux rotors de telle sorte que leurs flux aient des sens de rotation différents. La vitesse de rotation d'un moteur double est donnée par la formule $n = 60f/\left(\frac{p_1 \pm p_2}{2}\right)$. Le moteur I et le moteur II absorbent tous deux de l'énergie au réseau. Le moteur I, qui présente un glissement positif, transmet à l'arbre, sous forme mécanique, une partie de l'énergie absorbée et transmet au rotor du 2ᵉ moteur, sous forme d'énergie électrique, l'autre partie de l'énergie absorbée. Le moteur II reçoit donc de l'énergie du réseau par son stator et de l'énergie du moteur I par son rotor et transforme en énergie mécanique toute l'énergie électrique ainsi absorbée. Le diagramme du moteur double présente la particularité que le moteur ayant le plus petit nombre de pôles est presque entièrement compensé. Tous les rapports de nombres de pôles ne conviennent pas pour ce montage. Le rapport p_2/p_1 doit être aussi différent que possible de l'unité, par exemple $\geqslant 1,5$ ou $\leqslant 0,67$. L'étude complète du mode de fonctionnement de ce moteur sera donnée bientôt par l'auteur.

On peut combiner entre eux plusieurs modes de réglage et accroître ainsi l'étendue du réglage de la vitesse des moteurs triphasés.

B. L.

Sur les moteurs à gaz. — **Menzel.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 27 mai 1906.

L'emploi généralisé et l'application pratique du moteur à quatre temps sont dus à Otto et à la Deutzer gazmotorenfabrik qui construisent ces machines depuis 1878. Dans ces moteurs, la compression était de 2 à 4 atmosphères, et la pression due à l'explosion était de 10 atmosphères environ. La consommation de gaz d'éclairage d'un tel moteur était d'environ $1^{mc},3$ à $0^{mc},7$ (gaz produisant environ 5000 calories par mètre cube). Les puissances maxima étaient de 20 chevaux. En 1889 on construisait des moteurs de 100 chevaux; en 1893 des moteurs de 200 chevaux, en 1898 des moteurs de 600 chevaux (système Oechelhauser à deux temps), en 1900 des moteurs de 1 200 chevaux (à simple effet), en 1902 des moteurs de 3000 chevaux (à double effet), et enfin en 1904 des moteurs de 4000 chevaux. On voit d'après ces chiffres quel a été le développement des machines à gaz.

En 1879 a été réalisée la première installation de gazogène Dowson avec générateur, chaudière, scrubber et nettoyeur-sécheur : le gaz était pro-

duit par l'injection de vapeur dans le générateur et avait un pouvoir calorifique de 1 000 à 1 200 calories par mètre cube. Ensuite sont venus les différents systèmes de gazogènes à aspiration qui, après quelques déboires, ont donné de bons résultats : en 1900, Taylor exposait un gazogène à aspiration dont le fonctionnement était tout à fait satisfaisant. Enfin, on a songé à employer les gaz des hauts fourneaux. Le traitement d'une tonne de fer brut entraîne la production de 4 000 à 4 500 mètres cubes de gaz dont 2 000 mètres cubes environ servent à chauffer l'air employé : on dispose donc de 2 000 à 2 500 mètres cubes de gaz par tonne de fer. Un four moyen de 150 tonnes par jour donne donc 300 000 mètres cubes de gaz disponibles. Le pouvoir calorifique de ce gaz étant de 900 à 1 000 calories par mètre cube, on dispose d'une puissance d'environ 4 000 chevaux pendant 24 heures. La production totale des principales usines de fer a atteint, en 1900, 40 millions de tonnes. Les gaz non utilisés représentent donc une puissance de 3,5 à 4 millions de chevaux en fonctionnement permanent. Cette puissance, produite par des machines à vapeur et des chaudières, correspondrait à une consommation de combustible de 25 millions de tonnes. Les conditions sont tout à fait semblables pour les gaz de fours à coke. Le pouvoir calorifique de ces gaz atteint de 3 000 à 4 500 calories par mètre cube. Par tonne de charbon transformé en coke, on recueille en moyenne 100 mètres cubes de gaz : une batterie de 100 fours de 8 tonnes distillant le charbon en 48 heures produit donc par heure 1 300 à 1 700 mètres cubes de gaz disponible, qui permettent de produire, d'une façon permanente, dans des moteurs à gaz, une puissance de 2 000 à 2 500 chevaux. Enfin, il existe actuellement d'autres gaz qui sont intéressants pour l'alimentation des moteurs à gaz ; ce sont les gaz naturels que l'on recueille à proximité de gisements pétrolifères et houillers : ces gaz possèdent un pouvoir calorifique extrêmement élevé, atteignant 8 000 à 9 000 calories par mètre cube. On peut obtenir un gaz aussi riche en distillant des huiles lourdes.

En ce qui concerne les moteurs à gaz de forte puissance, les détails de construction de ceux-ci ont fait l'objet d'un assez grand nombre de publications pour qu'il soit inutile d'y revenir. On a été conduit à étendre l'emploi de la circulation d'eau à toutes les pièces soumises à la chaleur du gaz de la combustion, et aussi à un certain nombre de pièces en mouvement.

Dans les moteurs à quatre temps on est conduit à donner à l'arbre, aux paliers, à la bielle et aux autres pièces, une résistance quatre fois plus considérable que si chaque temps était moteur. Pour les machines de grande puissance, c'est là un inconvénient sérieux, et l'on a été conduit au moteur à double effet, qui s'est rapidement répandu dans l'année dernière. La maison Körting est la première qui soit entrée résolument dans cette voie, en 1902. La société Deutz, la société Cockerill, la société de Nuremberg ne tardèrent pas à imiter cet exemple, ainsi que la société américaine Westinghouse. Les bons résultats obtenus engagèrent la plupart des constructeurs à établir des types de moteurs à double effet. Enfin quelques constructeurs ont pu construire avec succès des moteurs à deux temps et double effet dont les résultats sont satisfaisants.

B. L.

TRACTION

Nouveaux trains du Métropolitain de Londres.

On a mis en service, sur le Métropolitain de Londres, de nouveaux trains composés de six voitures dont deux automotrices placées en tête et en queue. Chaque automotrice est munie de quatre moteurs de 200 chevaux au régime de une heure. Ces moteurs, du type cuirassé, ont des carcasses en une seule pièce, de sorte que l'induit d'un moteur ne peut être sorti qu'après enlèvement de ce moteur du truck auquel il appartient ; la suspension des moteurs est celle dite par le nez. Les engrenages sont formés d'un pignon de 19 dents et d'une couronne de 64 dents en deux parties assemblées suivant un plan horizontal. Les câbles de jonction sont protégés par des tuyaux souples métalliques.

Tous les moteurs sont commandés par le système électromagnétique à unités multiples Sprague-Thomson Houston. Sauf les manipulateurs, tout l'équipement électrique est suspendu sous le plancher des voitures. Les contacteurs, inverseurs et disjoncteurs, sont contenus dans des coffrets métalliques garnis d'amiante, et tous les câbles passent dans des tubes d'acier. Les huit moteurs d'un train forment quatre unités

indépendantes complètes ayant chacune son controller : le train entier pourrait être remorqué seulement par l'une de ces unités. Deux câbles principaux à forte intensité courent tout le long du train et relient ensemble tous les frotteurs des motrices, positifs ou négatifs. Au-dessus de chaque sabot de prise de courant est placé un coupe-circuit fusible. Des fusibles sont aussi placés, de distance en distance, sur le trajet des câbles principaux qui courent le long du train. Les résistances sont formées de grilles en fonte. Les connexions sont effectuées d'après la méthode du pont permettant de ne jamais couper le circuit des moteurs. Les contacteurs sont munis de puissantes bobines de soufflage et ont des pièces de contact mobiles.

O. A.

Locomotives électriques du Métropolitain de Londres.

Huit nouvelles locomotives, construites par la Compagnie Westinghouse, ont été mises récemment en service sur le Métropolitain de Londres pour remorquer les trains allant au delà de Verney Junction et munis, à partir de ce point, de locomotives à vapeur. Ces machines traînent des trains de 120 tonnes à la vitesse moyenne de 42 kilomètres à l'heure avec des arrêts de 20 secondes. La section de la ligne sur laquelle elles fonctionnent présente des rampes importantes de 1/44 et 1/60 et d'assez longues rampes de 1/90 et 1/100. Elles sont capables de remorquer également, à la vitesse de 44 kilomètres à l'heure, des trains de 250 tonnes en palier.

Le poids de chaque locomotive est de 50 tonnes, également réparties sur les quatre essieux. L'effort maximum aux crochets atteint environ 10 000 kilogrammes. En palier, avec un train de 110 tonnes, une locomotive permet d'obtenir une accélération de 1 600 mètres par heure par seconde. La longueur totale d'une machine est de 12 mètres ; sa largeur est de $2^{m},80$ et sa hauteur au-dessus du niveau des rails est de 4 mètres.

La locomotive est supportée par deux trucks dont chaque essieu est muni d'un moteur Westinghouse de 300 chevaux. Ces moteurs sont refroidis par une circulation d'air sous pression produite par un ventilateur spécial établi dans la cabine du mécanicien. L'élévation de température en service permanent n'excède pas, grâce à cet artifice, 25° pour l'induit et 33° pour le collecteur. Chaque paire de moteurs est réglée par un controller électropneumatique Westinghouse placé au-dessous du plancher de la machine à chaque extrémité de celle-ci. Les inverseurs sont commandés également par des valves électropneumatiques.

O. A.

Historique des moteurs monophasés Westinghouse pour traction électrique. — *Electrical World.*

Au moment où les installations de traction par courant monophasé se répandent rapidement, il est intéressant de rappeler le développement de la traction électrique par courant monophasé système Westinghouse.

En 1893 le problème avait été étudié par M. Lamme qui fit un projet de moteur monophasé de 30 chevaux à 16 périodes 2/3 et 200 volts. Ce moteur était pourvu d'inducteurs feuilletés à douze pôles sans encoches ni enroulements compensateurs. L'induit était du type ordinaire à collecteur et sans jonctions résistantes. Le moteur fut construit et essayé, et les résultats furent satisfaisants.

En 1897, on fit l'étude de deux moteurs de 40 chevaux à 60 périodes 200 volts : ces moteurs étaient du type compensé inductivement et furent employés avec des balais étroits.

En 1900, le problème du moteur monophasé de traction fut très sérieusement étudié. Pour permettre l'exécution d'essais comparatifs, on établit en 1902 un moteur de 100 chevaux à 16,6 périodes par seconde qui donna d'excellents résultats. L'induit était muni de conducteurs auxiliaires résistants placés dans l'espace existant entre le collecteur et le noyau. Ensuite, on plaça ces conducteurs au fond des encoches sous les conducteurs induits. L'inducteur était muni de pôles saillants dans lesquels des trous transversaux portaient un enroulement réduisant la réaction d'induit. Après ces expériences, la Compagnie Westinghouse se chargea de la fourniture des équipements monophasés du Washington, Baltimore and Annapolis Railway. Les moteurs devaient avoir 8 pôles, tourner à une vitesse de 700 tours par minute, et être alimentés sous 200 volts à la fréquence 16,6. Les pôles saillants étaient munis d'encoches et l'enroulement compensateur était placé dans ces encoches. Les conducteurs résistants étaient placés dans les en-

•••

coches de l'induit sous les conducteurs induits. Douze de ces moteurs furent construits et essayés et donnèrent de bons résultats : ils ne furent pas mis en service à cause de la situation financière de la compagnie du W. B. A. R^y.

Pour déterminer expérimentalement les facteurs qui limitent la puissance d'un moteur monophasé, on décida en 1902 de construire un moteur de 300 chevaux pour faire des essais. Le moteur était muni de 8 pôles, tournant à une vitesse de 600 tours par minute et fonctionnait sous 400 volts. Les pôles saillants étaient munis d'encoches : pour le fonctionnement sur du courant à 16,6 périodes, on ne plaçait pas d'enroulement compensateur dans ces encoches : pour le fonctionnement sur du courant à 25 périodes, on trouva bon d'employer cet enroulement compensateur. Deux induits furent établis pour ce moteur : l'un avec les jonctions résistantes placées entre l'enroulement induit et le collecteur, l'autre avec les jonctions résistantes placées au fond des encoches de l'induit.

Devant l'intérêt que présentait l'emploi de la fréquence adoptée généralement dans les installations modernes à courant alternatif (25 périodes), et devant les bons résultats donnés par les moteurs à enroulement compensateur avec cette fréquence, on décida d'établir un type de moteur « Standard » à 25 périodes. En 1903, l'étude était faite pour un moteur de 150 chevaux à 6 pôles, 700 tours par minute, 250 volts et 25 périodes. Les jonctions résistantes étaient placées dans les encoches de l'induit. L'inducteur était muni d'un enroulement compensateur relié d'une façon permanente en série avec l'induit. Ce moteur est en service sur la locomotive d'essai de l'État suédois. Les moteurs Standard de cette série furent établis pour les puissances suivantes : 100 chevaux, 4 pôles, 225 volts ; 75 chevaux, 4 pôles, 250 volts ; 50 chevaux, 4 pôles, 250 volts (1903-1904). Dans un moteur, on inaugura le mode de construction actuel d'après lequel l'enroulement compensateur est placé dans les encoches des pôles saillants, de façon que les bobines inductrices, mises ensuite en place, puissent être facilement enlevées sans gêne.

Quand on a à faire une installation entièrement nouvelle de traction électrique, il vaut mieux choisir une fréquence très basse pour simplifier la construction des moteurs. R. R.

***Sur l'emploi de pôles auxiliaires dans les moteurs de traction.* — G.-H. Condict.** — *Street Railway Journal ; the Electrical Review*, 25 mai 1906.

Certaines compagnies construisant avec succès des moteurs électriques stationnaires à pôles auxiliaires ont abordé la construction de moteurs de traction munis également de pôles de commutation. Un grand nombre d'essais ont été faits récemment, sur des moteurs de ce type, par la Cie électrodynamique de Bayonne (NJ) et les résultats obtenus ont été extrêmement satisfaisants. Ces expériences ont montré que les types de moteurs de traction à pôles intérieurs sont très supérieurs à tous les autres moteurs construits jusqu'à présent. Les avantages principaux sont à noter :

1° Le moteur fonctionne sans aucune étincelle au collecteur dans toutes les conditions de charge et de voltage : la différence de potentiel aux bornes peut atteindre 2 000 volts sans que la commutation soit mauvaise. Il est même certain que l'on pourra dépasser le chiffre de 2 000 volts, car la seule limite à la tension admise réside dans l'isolement des conducteurs.

2° On obtient une beaucoup plus grande élasticité dans le réglagé de la vitesse. Cela provient de ce que le moteur peut fonctionner d'une façon satisfaisante avec un flux extrêmement faible. Dans les essais effectués, des moteurs de 40 chevaux ont pu fonctionner avec 8 °/₀ seulement de leur flux normal et 200 °/₀ de surcharge, sans qu'il se produise la moindre étincelle.

3° Dans les moteurs de traction à pôles auxiliaires, on peut obtenir un couple plus grand par ampère pour un poids donné de matériaux actifs, par suite du fait que l'on peut placer plus de conducteurs sur l'induit que dans les moteurs ordinaires pour un flux donné.

4° Pour un service déterminé, les moteurs à pôles auxiliaires peuvent être construits avec des dimensions plus petites qu'un moteur de tout autre type, ou, pour les mêmes dimensions, la puissance peut être plus considérable.

5° Les tensions élevées peuvent être employées, il en résulte un abaissement des frais d'installation de la ligne d'alimentation. On peut aussi employer des réseaux à plusieurs voltages, la basse tension étant réservée pour les traversées de villes et la haute tension pour le service interurbain. Cet avantage est obtenu sans qu'il en résulte de complication des appareils de réglage (controller).

Les diagrammes des figures 1 et 2 indiquent quelques résultats comparatifs des essais effectués sur des moteurs ordinaires et sur des moteurs à pôles de commutation. Les traits pleins sont relatifs aux moteurs ordinaires, et la ligne en pointillé aux moteurs à pôles auxiliaires.

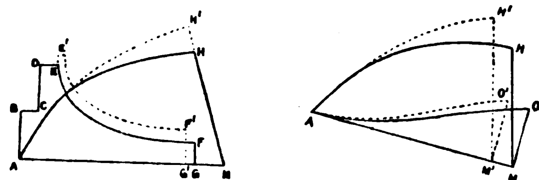


Fig. 1 et 2.

La figure 1 est une courbe de vitesse et montre que l'on peut atteindre des vitesses plus élevées sans augmenter le courant de démarrage et le freinage. La ligne AH est relative au moteur ordinaire et la ligne AH′ au moteur à pôles auxiliaires. On voit que de plus grandes vitesses moyennes peuvent être obtenues avec les mêmes régimes d'accélération positive et négative, et que, par suite, une plus grande distance peut être franchie dans un temps donné.

La figure 2 montre que, pour une accélération donnée et un régime de freinage donné, on peut couvrir une distance donnée en un temps plus court. La distance MO est couverte en un temps AM avec le moteur ordinaire et en un temps AM′ avec le moteur à pôles auxiliaires.

Le diagramme de la figure 3 montre que l'on

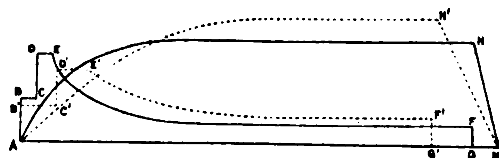


Fig. 3.

peut atteindre la même vitesse moyenne avec des courants de démarrage plus faibles et des pressions de freinage plus faibles pour une même consommation d'énergie. On voit que la charge maxima, ainsi que les variations de charge à l'usine génératrice, sont beaucoup moins élevées, pour une vitesse moyenne donnée, avec les moteurs à pôles de commutation.

Les avantages qui ont été résumés ci-dessus sont d'autant plus sensibles que la distance à franchir est plus grande. Dans le cas particulier dans lequel le calcul a été fait pour un équipement à deux moteurs de 40 chevaux sur une automotrice de 17 tours, on peut économiser 25 °/₀ d'énergie sur une distance de 1 600 mètres, en adoptant la même vitesse moyenne qu'avec des moteurs ordinaires. La possibilité de faire varier le flux du moteur permet d'économiser de l'énergie par le fait que l'on dissipe beaucoup moins d'énergie dans les résistances de démarrage et de réglage.

Les résultats qui précèdent montrent l'intérêt considérable que présente l'emploi de moteurs à pôles auxiliaires pour la traction.

R. R.

APPLICATIONS MÉCANIQUES

Installations électriques dans les usines à gaz. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 13 mai 1906.

Dans ces dernières années, l'emploi d'électromoteurs s'est beaucoup répandu dans les usines à gaz pour le transport du charbon et du coke, les broyeurs, les élévateurs, le chargement et le déchargement des fours, les différentes machines, les pompes à lait de chaux et à ammoniaque, les ventilateurs, etc. L'A. E. G. a fait ainsi un grand nombre d'installations avec ses moteurs cuirassés à courant continu et à courants triphasés qui sont absolument étanches et à l'abri de la poussière.

L'usine à gaz de Nüremberg possède un broyeur et des cribles pouvant débiter par heure 40 tonnes : ces appareils sont commandés par deux moteurs triphasés de 14 chevaux au moyen de courroies : les deux moteurs peuvent fonctionner seuls ou ensemble et entraînent aussi deux tambours-cribleurs qui enlèvent les petits grains de charbon avant que celui-ci soit amené aux broyeurs. Les broyeurs Bradley, qui concassent et trient le charbon, sont commandés par un moteur triphasé de 20 chevaux au moyen d'engrenages. La trémie surélevée du bâtiment des fours est alimentée par un moteur de 4 chevaux agissant par courroie. Les appareils de Brouwer pour le chargement et le déchargement des cornues sont entraînés par un moteur triphasé de 4 chevaux avec chaîne.

La commande du transporteur à câble sans fin de Heckel, desservant une voie de 750 mètres de longueur, est assurée par un moteur triphasé de 10 chevaux agissant au moyen d'engrenages et de courroies. Le pont roulant qui transporte le coke des bâtiments des cornues jusqu'aux points

d'emmagasinement est entraîné par deux moteurs série à courant continu réglés par un controller série-parallèle. La grue qui se déplace sur ce pont est commandée par deux moteurs série de 10 chevaux. Cette grue peut déplacer 100 mètres cubes de coke par heure.

L'usine à gaz de Berlin-Tegel contient deux moteurs de 50 chevaux à 850 tours par minute pour la commande des élévateurs, transporteurs, concasseurs, etc. L'élévateur à coke est commandé par un moteur shunt tournant à une vitesse de rotation de 1000 tours par minute et agissant sur des engrenages. L'installation de broyeurs comporte deux moteurs de 60 chevaux commandant chacun deux broyeurs de 30 tonnes par heure. Chaque élévateur transporte 150 tonnes par heure et est commandé par un moteur de 30 chevaux à 700 tours. Les 360 cornues sont desservies par des appareils de Bouwer qu'entraînent 12 électromoteurs de 5 chevaux à 100 tours par minute.

L'usine à gaz urbaine de Rixdorf, près de Berlin, possède une grue de 35 tonnes par heure, commandée par un moteur triphasé de 30 chevaux. Un transporteur à câble, équipé avec un moteur triphasé de 6 chevaux, et un pont, équipé avec un moteur de 5 chevaux, servent à la répartition du charbon. La grue tournante pour le déchargement du coke a une puissance de 2 500 tonnes et, ainsi que deux autres grues de 400 tonnes, est équipée avec des électromoteurs série.

La salle des cornues de l'usine de la Dantzigerstrasse contient un transporteur à courroie de 150 mètres de longueur : cet appareil, qui peut transporter 150 tonnes par heure, est entraîné par un moteur de 13 chevaux à 1 050 tours par minute.

L'appareil de chargement de l'usine de la Gitschinerstrasse, au moyen duquel on peut charger chaque cornue en 10 à 12 secondes, est commandé par un moteur spécial de 3 chevaux.

La commande des appareils de Brouwer de l'usine de Duisburg est assurée par un moteur de 3 chevaux à courant continu avec engrenages.

D'après les quelques exemples qui précèdent, on voit que, malgré les poussières de charbon, les moteurs électriques peuvent rendre de bons services dans les usines à gaz et que leur emploi se répand rapidement. E. B.

Démarreurs automatiques Cutler Hammer pour moteurs à courant alternatif.

La compagnie Cutler Hammer a établi plusieurs séries de démarreurs pour moteurs à courant alternatif dont le fonctionnement est absolument automatique.

Les appareils d'une de ces séries sont destinés aux petits moteurs que l'on peut démarrer sans introduction de résistances dans le circuit : ils consistent en un interrupteur bipolaire à rupture dans l'huile, commandé par un solénoïde qui actionne un relais commandé soit par une bobine de tension, soit par un indicateur de niveau, etc. L'interrupteur bipolaire est à couteaux plongés dans l'huile ; la carcasse de l'électro-aimant est en fonte et supporte tout l'appareil ; le noyau est feuilleté ; le réservoir d'huile, en fonte, porte un indicateur de niveau.

Les appareils d'une autre série sont destinés au démarrage des moteurs diphasés ou triphasés à rotor en cage d'écureuil. Leur fonctionnement provoque l'introduction d'une résistance en série dans le circuit primaire du moteur : ils sont établis pour les cas où le couple de démarrage ne doit pas être supérieur au couple normal et où le courant de démarrage ne dépasse pas 150 °/₀ du courant normal. Pour les moteurs diphasés, le circuit primaire du moteur contient, dans chaque phase, un interrupteur unipolaire. Pour les moteurs triphasés, le circuit primaire contient un interrupteur dans deux des trois phases, le troisième conducteur étant relié au moteur par un bras du levier du rhéostat. Pour les moteurs diphasés, le rhéostat comporte seulement deux bras portant les contacts mobiles et se déplaçant sur deux groupes de résistances de démarrage ; pour les moteurs triphasés, le rhéostat comporte trois bras portant les contacts mobiles qui frottent sur les plots de trois groupes de résistances.

Le démarreur automatique comprend un interrupteur tripolaire à rupture dans l'huile, un commutateur de rhéostat, un dispositif de commande de la manette du rhéostat, et un solénoïde actionnant ce dispositif de commande. Le dispositif mécanique de commande de la manette du rhéostat consiste en un cylindre et un piston sur lequel agit de l'eau ou de l'air comprimé admis par une valve électromagnétique. Le solénoïde qui règle le mouvement de la valve est connecté à l'une des phases du système à l'inté-

rieur de l'interrupteur principal automatique. Quand le solénoïde de commande de celui-ci est excité, le solénoïde de la valve est également excité et produit le soulèvement de la valve, admettant ainsi sous le piston de l'air ou de l'eau sous pression. Quand l'interrupteur principal s'ouvre, le solénoïde commandant la valve n'est plus excité et ramène la valve à la position inverse; la manette du rhéostat revient alors à la position de démarrage. Le dispositif est tel que l'interrupteur fermant le circuit principal ne puisse pas être fermé si le rhéostat n'est pas à la position de démarrage. La manette de ce rhéostat comprend deux ou trois bras. Les contacts sont en cuivre dur et sont facilement amovibles et interchangeables : les frotteurs sont en charbon.

Les moteurs asynchrones à rotor en cage d'écureuil étant bobinés différemment suivant les conditions dans lesquelles ils doivent fonctionner, il faut adopter un démarreur approprié à chaque type de moteur. Quand le moteur asynchrone est bobiné de façon à présenter le rendement le plus élevé possible, il absorbe au démarrage trois ou quatre fois le courant normal pour développer le couple normal, tandis que, quand il est établi pour présenter un grand couple de démarrage, l'induit porte un enroulement de résistance élevée et le couple normal est produit, au démarrage, avec une intensité de courant égale à une fois ou une fois et demie l'intensité normale.

Les auto-démarreurs sont également établis pour les moteurs à rotor bobiné dont le démarrage est obtenu par intercalation des résistances dans le circuit du rotor. Pour les moteurs diphasés, il y a un interrupteur unipolaire automatique sur chaque phase; pour les moteurs triphasés, il y a un interrupteur bipolaire intercalé sur deux phases, la troisième étant reliée directement au moteur. Les rotors étant généralement bobinés en triphasé, les démarreurs portent un rhéostat triple avec une manette triple. Le système de réglage et de commande est le même que précédemment.

R. R.

***Sur les outils électriques portatifs.* — A. Stewart.** — *The Electrician.*

L'emploi d'outils portatifs électriques s'est répandu avec rapidité dans ces dernières années : aussi une étude rapide des conditions de fonctionnement des moteurs de ces outils n'est-elle pas superflue.

En ce qui concerne l'élévation de température et, par suite, les dimensions linéaires, on sait que dans un moteur à charge très variable, les pertes constantes doivent être aussi petites que possible par rapport aux pertes variables avec la charge. Par exemple, étant donné un moteur absorbant 3 chevaux avec 67 °/₀ de rendement, on peut l'établir de deux façons différentes, comme l'indique le tableau ci-dessous :

	Chevaux.	
Pertes variables :		
Pertes aux balais.	0,02	0,03
Pertes dans le cuivre de l'induit. .	0,4	0,65
Pertes dans les inducteurs série. .	0,08	0,07
Pertes constantes :		
Pertes dans les inducteurs shunt. .	0,05	0,04
Pertes dans le fer et dans les frottements.	0,45	0,21
Total des pertes variables. . . .	0,5	0,75
Total des pertes fixes.	0,5	0,25
Rendement (le moteur absorbant 3 chevaux).	67 °/₀	67 °/₀

Le rendement des deux moteurs est le même. Si la première machine fonctionne pendant 1/2 heure sous charge variable correspondant à 15 minutes de pleine charge, les pertes seront les suivantes pour la première machine :

Pertes constantes $0,5 \times 30$ min. = 15 chev.-min.
Pertes variables $0,5 \times 15$ — = 7,5 —
TOTAL. . . . 22,5 chev.-min.

Pour la seconde machine, les pertes seront les suivantes :

Pertes constantes $0,25 \times 30$ min. = 7,5 chev.-min.
Pertes variables $0,75 \times 15$ — = 11,3 —
TOTAL. . . . 18,8 chev.-min.

On voit que les pertes moyennes pour un fonctionnement de une demi-heure de ces deux machines diffèrent de 20 °/₀, quoique le rendement soit le même. On voit donc toute l'importance qu'il y a à étudier attentivement les projets de moteurs de machines outils pour éviter un échauffement nuisible et pouvoir réduire au minimum les dimensions et le poids.

La question des engrenages pour les perceuses est aussi très importante. L'auteur, après des essais nombreux et étendus, a adopté des engrenages Boyer, dont le rendement est si bon que,

avec une réduction de 48 à 1, on peut obtenir encore 92 °/₀. Quelques maisons fabriquent des outils de petites dimensions sans engrenages. Cette solution peut être employée pour de petites machines dont l'induit tourne à une vitesse de rotation de 1 600 tours par minute. On peut faire aussi des perceuses pour trous jusqu'à 6ᵐᵐ,5 de diamètre, mais on n'a pas grand avantage à supprimer les engrenages.

Le point le plus important est l'échauffement et les crachements au collecteur. Il faut faire de la ventilation forcée en plaçant sur l'arbre de l'induit quelques ailettes de ventilateur. L'adjonction de quatre ailettes sur un moteur non ventilé que l'on ne pouvait laisser fonctionner plus d'une heure et demie, de crainte de carbonisation des isolants, a réduit à 60° l'échauffement au bout de quatre heures de marche sous charge variable, telle que celle des perceuses ordinaires. Ces ailettes consomment environ 1/70 cheval. La figure 1 montre la disposition des inducteurs.

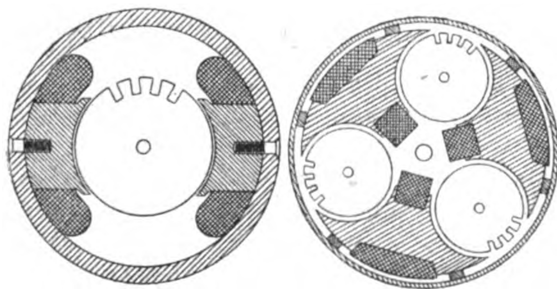


Fig. 1 et 2.

Pour les outils d'une certaine puissance, la compagnie Consolidated Pneumatic Tool emploie trois induits tournant dans un système inducteur commun, comme l'indique la figure 2. Tout l'espace disponible est bien utilisé et le poids est très réduit, ainsi que les dimensions extérieures. La vitesse de rotation est de 4800 tours par minute et est ramenée à 100 tours par un train d'engrenages.

Le tableau suivant indique les poids relatifs des parties essentielles d'une perceuse à trois induits :

MOTEUR DE 1,75 CHEVAL POUR PERCEUSE

	Induit simple.	Induit triple.
Induits.	3ᵏᵍʳ,7	4ᵏᵍʳ,8
Inducteurs complets.	13 5	8 85
TOTAL. . . .	17ᵏᵍʳ,2	13ᵏᵍʳ,65

Dans tous les cas, les parties métalliques qui ne servent pas au passage du flux sont en aluminium.

Les perceuses pour les coques des navires sont plus puissantes et ne sont plus portatives, mais elles sont maintenues en place par deux électro-aimants qui portent chacun une tige formant glissière pour une barre transversale à laquelle est fixée la perceuse.

Pour les outils transportables puissants, l'emploi d'engrenages est absolument inévitable. Il y a lieu d'employer une forte réduction d'engrenages pour obtenir plus de légèreté dans le moteur.

Lorsque les outils doivent être maintenus en place par des électro-aimants, l'établissement de ceux-ci doit faire l'objet d'une grande attention. Le meilleur type d'électro-aimant est le type concentrique cuirassé, dans lequel les enroulements sont bien protégés et qui offre une bonne disposition au point de vue magnétique. La force portante d'un tel électro-aimant est à peu près proportionnelle au carré de l'induction magnétique. Par suite de la faiblesse de l'entrefer existant dans l'application de ces électro-aimants, la réluctance de l'acier forme la majeure partie de la réluctance du circuit magnétique : il faut donc faire une très grande attention dans la qualité de l'acier employé, car on a fréquemment des déboires de ce côté. Pour que les pièces polaires de ces électro-aimants épousent les surfaces irrégulières contre lesquelles on les applique, on les constitue par un grand nombre de pièces mobiles.

En ce qui concerne le rendement des perceuses dont il a été question, l'auteur indique, dans les tableaux I et II, les résultats obtenus sur de l'acier et de la fonte : le point de comparaison adopté est le nombre de watts dépensé pour enlever 453 grammes (1 livre anglaise) par minute.

Après des essais minutieux, l'auteur a trouvé que, déduction faite de toutes les pertes, l'énergie absorbée par la perceuse est comprise entre 0,07 et 0,1 cheval par 453 grammes de métal par heure pour l'acier doux et 0,035 à 0,06 cheval pour la fonte : ces chiffres s'appliquent à des trous de l'ordre de 5 centimètres dans le premier cas et à de petits trous dans le second cas.

En terminant, l'auteur donne des courbes montrant l'avantage que l'on a à employer des

TABLEAU I

NUMÉRO de la MACHINE	VITESSE DE ROTATION DE LA MÈCHE en tours-minutes.	DIAMÈTRE du TROU	PROFONDEUR du TROU	DURÉE de L'OPÉRATION	MÉTAL	VOTS × AMPÈRES	WATTS POUR 453 GRAMMES par minutes.
	800	10 mm.	37 mm. 5	65 sec.	fonte	305	7 200
1M1	450	12 5	37 5	2 min.	—	335	4 230
1M2	250	15	12 5	40 sec.	acier	495	8 458
1M2	250	21	37 5	70 —	fonte	660	3 300
1M3	150	25	37 5	2 min.	—	550	3 666
1M3	150	25	18 5	80 sec.	acier	495	6 447
1M3	150	31	37 5	3 min.	fonte	440	4 125
1M4	100	50	37 5	3 —	—	990	2 564

TABLEAU II
Perceuses à trois induits.

NUMÉRO de la MACHINE	VITESSE DE LA MÈCHE en tours-minutes	DIAMÈTRE du TROU	PROFONDEUR du TROU	DURÉE de L'OPÉRATION	MÉTAL	VOLTS × AMPÈRES	WATTS POUR 453 GRAMMES de métal.
3M3	150	31 mm.	37 mm. 5	2 min.	fonte	770	3 200
3M4	100	31	71	1 75	—	1 320	2 620
3M4	100	43	75	4	—	1 540	3 286
3M4	100	50	50	2 5	—	1 880	2 940
3M4	100	54	71	4	—	2 200	3 040
3M4	100	50	37 5	2 5	acier doux	1 860	4 650

outils à grande vitesse de rotation. Ces courbes, tracées pour des perceuses, ont pour abscisses le nombre de trous et pour ordonnées le temps en minutes : elles montrent nettement l'économie de temps considérable que l'on a pour un nombre de trous donnés ou l'augmentation sensible du nombre de trous percés dans un temps donné par des mèches à grande vitesse de rotation.

R. R.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Sur une méthode pour obtenir des courants continus au moyen du détecteur magnétique. — **L.-H. Walter.** — *The Electrician*, 18 mai 1906.

Les détecteurs magnétiques d'ondes électriques peuvent être divisés en deux classes au point de vue de leur action suivant que le noyau magnétique est placé en dehors de l'influence du champ magnétique au moment où les ondes électriques reçues par l'antenne agissent sur lui, ou bien est placé constamment dans le champ magnétique. Dans le premier cas, l'énergie agissant est limitée à celle que représente le magnétisme remanent du noyau, tandis que, dans le second cas, elle peut provenir en partie, quoique non entièrement, du champ extérieur.

Les détecteurs appartenant à la première classe peuvent donner des courants redressés pratiquement continus, comme dans le cas du détecteur de Fleming, ou intermittents, comme dans le détecteur à relais le plus récent de Marconi. Les détecteurs de la seconde classe, dans lesquels le noyau magnétique est ou bien soumis à un cycle d'aimantation complet de longue période ou bien soumis à des inversions continuelles dans un champ d'intensité constante, présentent d'autres avantages dont le principal est leur action automatique et la part d'énergie qu'ils empruntent au champ extérieur. Aucune méthode n'a été indiquée pour l'obtention d'un courant continu au moyen de ces détecteurs, quoique Tissot ait décrit un arrangement du détecteur de Marconi dans lequel les signaux sont reçus par un galvanomètre balistique. Pour cette

raison, l'emploi du détecteur automatique a été limité jusqu'à présent aux réceptions téléphoniques, les impulsions alternatives produites comme résultat de l'action des oscillations, empêchant l'emploi d'un relais ou d'un appareil recorder.

L'auteur a trouvé une méthode pour obtenir des courants redressés au moyen d'un détecteur de ce type. Cette méthode dérive des résultats d'expériences entreprises pour déterminer la cause de l'accroissement des pertes par hystérésis résultant de l'action des oscillations. Cet accroissement est dû, en grande partie, quoique non entièrement, à l'augmentation d'induction produite : l'auteur a trouvé que cette augmentation d'induction peut servir pour la production de courant continu si l'on engendre une f. é. m. redressée.

L'appareil expérimental est représenté schématiquement par la figure 1. Deux bobines d'ébonite BB_1 montées sur le même arbre, tournent dans le champ des deux masses polaires des aimants permanents $NS_1N_1S_1$ et portent quelques mètres de fil d'acier de résistance convenable. L'enroulement des deux bobines WW'_1 perpendiculaires l'une à l'autre et comprenant une centaine de tours, est placé sur chaque bobine, perpendiculairement au plan de l'enroulement du fil d'acier. Les bobines W et W_1, W' et W'_1 sont reliées de telle manière que les f. é. m. engendrées soient égales et opposées. Les extrémités des enroulements sont connectées aux segments d'un commutateur quadruple C. Les enroulements en fil d'acier des deux bobines sont exactement semblables ; les extrémités de l'un des enroulements sont isolées, et celles de l'autre enroulement sont reliées à une paire de bagues de contact *rr* et de balais, au moyen desquels les oscillations reçues peuvent traverser l'enroulement.

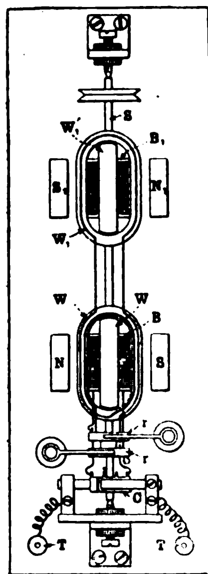


Fig. 1.

Quand on essaie cet appareil dans les conditions normales, en entraînant l'armature au moyen d'un petit moteur électrique, lorsque aucune oscillation n'agit, il n'existe aucune différence de potentiel entre les balais, comme le montre un galvanomètre sensible Ayrton Mather connecté aux bornes TT. Quand des ondes atteignent l'appareil, ce galvanomètre accuse une déviation permanente dans une direction correspondant à un accroissement de f. é. m. produit par l'armature (bobine). Quand les oscillations cessent, le galvanomètre revient au zéro. L'effet était naturellement très faible dans les premières expériences, mais l'auteur a trouvé qu'en établissant convenablement les enroulements magnétisants et en proportionnant les tours de l'enroulement induit, on peut obtenir une sensibilité tout à fait considérable. La vitesse ordinairement employée est comprise entre cinq et huit tours par minute : des vitesses plus grandes ont été essayées et ont donné de bons résultats, mais le zéro n'est pas aussi constant.

Le modèle décrit n'est pas destiné à donner les meilleurs résultats, mais a été adopté seulement pour la facilité de construction. Dans les nouveaux modèles, les armatures ressemblent à de petits anneaux Gramme dans lesquels le fil est utilisé d'une façon plus efficace.

Les résultats obtenus avec la première forme de l'appareil ont fait songer à l'auteur que le noyau magnétique peut être placé ailleurs dans le circuit magnétique de M, en B par exemple (fig. 2), et tourner à la vitesse la plus favorable, tandis qu'un induit ordinaire en anneau A tourne à une plus grande vitesse. Jusqu'à présent, les résultats obtenus avec ce dispositif n'ont pas été bons, mais cela provient probablement de défauts de construction de l'appareil employé, et non de la méthode.

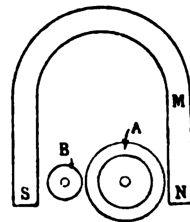


Fig. 2.

Comme, dans quelques cas, il est intéressant de pouvoir recevoir les signaux au téléphone, on peut brancher l'appareil téléphonique en un point du circuit tel que le courant ne soit pas encore redressé. Quand on doit employer un relais seul, il est avantageux de faire en sorte que les f. é. m. engendrées ne s'équilibrent pas exactement et qu'un faible courant, insuffisant pour actionner le relais, circule d'une façon permanente. De cette façon l'impulsion résultant de l'action des oscillations peut être beaucoup plus faible que précédemment. R. V.

ÉCLAIRAGE

Sur l'arc au mercure et quelques problèmes de photométrie. — **O. Bastian.** — *The Electrician*, 11 mai 1906.

L'auteur a construit depuis 1902 des lampes à vapeur de mercure. Son attention avait été attirée par le fonctionnement d'un interrupteur à mercure formé d'un tube de verre de 6 millimètres de diamètre environ, en série avec une lampe de 100 bougies à 220 volts. Au lieu de rompre le circuit, cet appareil présentait un arc d'environ $7^{cm},5$ de longueur, et la très faible diminution d'intensité lumineuse de la lampe à carbone montrait que la différence de potentiel aux bornes du tube était peu élevée.

Comme l'on sait, les lampes à vapeur de mercure construites par l'auteur [1] comprennent, dans un même globe, des lampes à incandescence en série avec l'arc au mercure. La combinaison du spectre vert de l'arc au mercure et du spectre rouge des lampes à incandescence donne d'excellents résultats. De nombreuses expériences ont montré à l'auteur que cette combinaison permet de réaliser un gain important de lumière, phénomène que l'on doit attribuer à un effet physiologique de l'énergie lumineuse sur le nerf optique. Chaque couleur produit un certain degré d'effet visuel, et c'est sans doute la lumière blanche qui produit l'effet le plus intense. Il ne semble donc pas impossible que la combinaison de deux couleurs produisant de la lumière blanche conduise à une amélioration très supérieure à celle que l'on pouvait attendre à première vue. Ce n'est pas un effet de mélange, mais de composition de deux lumières qui se produit. On peut démontrer optiquement que l'éclairage est augmenté par la combinaison des deux lumières rouge et verte. Pour cela on prend deux faisceaux, l'un de lumière rouge, et l'autre de lumière verte, et on les projette sur un écran blanc : après avoir totalisé les éclairements produits, on dévie les faisceaux de façon à produire leur superposition. On constate que l'éclairement produit par la lumière blanche ainsi obtenue est plus grand qu'auparavant,

Les mesures photométriques directes sont à peu près impossibles sur la lumière verte. L'impossibilité d'obtenir des résultats uniformes et exacts doit être due au phénomène de Purkinje. D'après Helmholtz, l'intensité de la sensation est une fonction de l'intensité lumineuse qui diffère avec la nature de la lumière. L'auteur complète cette loi en ajoutant que le nerf optique est proportionnellement plus impressionné par la lumière blanche que par l'une quelconque des couleurs composantes et répond à des degrés différents à ces différentes couleurs.

L'intensité lumineuse d'une lampe à mercure étalonnée au Laboratoire central d'électricité à $1^{m},86$ de l'étalon fut trouvée égale à 14 bougies; étalonnée à $21^{m},5$ du même étalon, la lampe a été trouvée posséder une intensité lumineuse de 25 bougies. Le phénomène de Purkinje ne peut pas suffire seul à expliquer ces résultats. L'auteur pense que ceux-ci sont dus, en outre, à deux autres causes : la différence entre les éclats intrinsèques de deux illuminants, et la valeur différente de la résistance présentée par l'atmosphère au passage des ondes lumineuses de différentes longueurs.

La loi de l'inverse du carré de la distance est fondée sur des considérations purement géométriques, basées sur le fait que les rayons lumineux divergent d'une manière définie et sur l'hypothèse que la source lumineuse est réduite à un point. En pratique, cette dernière hypothèse n'est jamais réalisée et, plus la lumière est diffuse, plus est grande l'erreur commise. L'éclat de l'arc au carbone par rapport à celui de l'arc au mercure est environ dans la proportion de 40 000 à 10.

L'absorption de la lumière, c'est-à-dire la transformation de lumière en ondes non lumineuses, transformation due à la résistance de l'atmosphère, n'est pas envisagée dans les mesures photométriques ordinaires : il est probable qu'il en résulte une grave source d'erreurs. Plus l'écran photométrique est éloigné de la source lumineuse, plus les rayons lumineux qui l'atteignent sont parallèles dans l'espace compris entre la source de lumière et l'écran. Dans le cas de l'arc au carbone, la densité des rayons lumineux dans le milieu qui remplit cet espace est 4 000 fois plus considérable que dans le cas de l'arc au mercure : la transformation d'ondes lumineuses en ondes obscures dans ce milieu doit donc se produire dans la même proportion. S'il en est ainsi, on comprend que les sources lumineuses de faible éclat, telles que les lampes à vapeur de

[1] Voir *Éclairage Électrique*, tome XL, 24 septembre 1904, page 509.

mercure, les manchons incandescents au gaz, etc., produisent une lumière possédant un pouvoir de pénétration plus grand que celle produite par l'arc au carbone.

Le fait que l'atmosphère conduit ou transmet mieux la lumière d'une couleur que celle des autres couleurs n'est pas nouveau : il a été signalé par Tyndall et par d'autres auteurs. C'est parce que l'air conduit mieux la lumière bleue que les autres, que les objets éloignés apparaissent bleus, la lumière réfléchie par ces objets étant entièrement transformée en ondes obscures sauf la lumière bleue qui persiste comme présentant une moins grande proportion de pertes. Tyndall indique aussi que les corps transparents prennent la couleur qu'ils transmettent le mieux, par exemple le bleu pour le ciel et le vert pour l'eau : il en résulte que l'atmosphère, composé d'air et de vapeur d'eau, est meilleur conducteur pour la lumière bleue et verte que pour les lumières des autres couleurs. Cette théorie concorde bien avec le résultat des mesures photométriques faites sur l'arc au mercure dont le spectre contient surtout du vert et du bleu. La comparaison photométrique avec un étalon de lumière rouge-jaune est de plus en plus favorable à l'arc au mercure quand la distance augmente.

Les remarques qui précèdent peuvent être résumées de la façon suivante : la qualité de pénétration de la lumière est une fonction de la conductibilité de l'atmosphère pour la lumière, conductibilité qui est différente pour chaque longueur d'ondes : l'absorption de la lumière dans l'atmosphère entre une source lumineuse et un corps éclairé varie comme l'éclat lumineux de la source, toutes les autres conditions étant égales ; elle varie aussi comme la distance entre la source lumineuse et le corps éclairé.

En ce qui concerne l'emploi pratique de l'arc au mercure comme source lumineuse, l'une des difficultés rencontrées au début consiste dans la migration du mercure de l'électrode positive vers l'électrode négative. Cette migration n'est pas due à une vaporisation plus intense de l'électrode positive plus chaude et à une condensation à l'électrode négative plus froide, car toutes les expériences ont semblé montrer que c'est la cathode qui possède la température la plus élevée. Ainsi, quand les électrodes sont formées d'un amalgame plastique de cadmium, l'amalgame fond beaucoup plus vite à l'électrode négative qu'à la positive ; quand on pousse trop un tube, le verre fond toujours à proximité de la cathode. On peut en conclure que la migration du mercure est due à l'attraction des atomes de ce métal de l'électrode positive vers l'électrode négative, à travers l'arc. Le mercure étant transporté, par l'effet du courant électrique, de l'anode à la cathode, on pouvait songer à provoquer un transport inverse de métal par l'action de l'échauffement de la cathode. Ce résultat a été obtenu par l'auteur par l'emploi de cathodes présentant de moins grandes surfaces de refroidissement que les anodes. De la sorte, la quantité de mercure reste la même aux deux électrodes.

L'auteur, en récapitulant les applications pratiques dont sont susceptibles les lampes à vapeur de mercure combinées avec des lampes à incandescence, indique que des tubes en verre d'Iéna ont présenté des durées de fonctionnement de 10 500 heures.

R. V.

DIVERS

Nouveau procédé pour la fonte du cuivre. — **A. Collet.** — *Electrical Review.*

Dans un grand nombre d'applications de l'industrie électrique, il serait très désirable que l'on pût employer du cuivre fondu. Malheureusement, jusqu'à présent, ce métal a présenté une conductibilité beaucoup plus faible que celle du cuivre ordinairement employé. L'inventeur ajoute au cuivre un fondant spécial qui lui permet d'obtenir du métal contenant au plus 0,5 % d'impuretés : la conductibilité de ce cuivre est comprise entre 75 et 92,5 % ; en moyenne on peut compter sur 80 à 85 %. Le cuivre fondu est assez ductile pour que l'on puisse le marteler à froid jusqu'à de faibles épaisseurs. Il peut ainsi être ployé et martelé ; enfin on peut le forger à chaud.

La conductibilité de ce cuivre fondu étant beaucoup plus considérable que celle des bronzes employés (20 % de conductibilité) dans la fabrication d'appareils électriques, on peut réduire considérablement la section des pièces et leur poids. La Cie Nickel Bronce, de Birmingham, a adopté le procédé Collet et a pu obtenir de bons résultats pour la forme des modèles les plus difficiles à fondre.

R. R.

TABLE MÉTHODIQUE DES MATIÈRES

Théories et Généralités.

Génération et Transformation.

Calcul et construction de machines électriques.

Transmission et distribution.

Installations d'usines génératrices et de réseaux de distribution.

Traction.

Applications mécaniques.

Oscillations hertziennes. Télégraphie et téléphonie sans fil.

Télégraphie et téléphonie.

Éclairage.

Éléments primaires et accumulateurs.

Électrochimie et électrométallurgie.

Procédés et appareils de mesures.

Divers.

Sociétés savantes et techniques.

Renseignements économiques et commerciaux.

Nécrologie et Bibliographie.

TABLE DES NOMS D'AUTEURS

A

B

L

M

N

P

W

Z

CHARTRES. — IMPRIMERIE DURAND, RUE FULBERT. *Le Gérant :* J.-B. NOUET.

Tome XLVII. Samedi 7 Avril 1906. 13e Année. — N° 14.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques - Mécaniques - Thermiques

DE

L'ENERGIE

SOMMAIRE

NOTES ET NOUVELLES

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Installation de la Compagnie des forces motrices de la Vaudoise.

La Compagnie des forces motrices de la Vaudoise exploite les forces hydrauliques des lacs de Joux et de Brenets, situés dans la vallée de Joux et alimentés par l'Orbe. Dans le numéro du 10 février, l'*Electrical Review* publie un article de M. Koester qui contient, sur ces installations, des renseignements intéressants. Le lac de Joux présente des variations de niveau qui peuvent atteindre 1 m. 08 et a une surface de 10.000.000 de mètres carrés. Un canal artificiel a été établi pour un débit de vingt et un mètres cubes par seconde : ce canal peut être fermé par des vannes de réglage placées dans un barrage qui est au nord du lac de Brenets. Ce canal est entièrement souterrain et a une longueur de 2.632 mètres avec une pente uniforme de 3 % : sa section droite moyenne est de 5,7 mètres carrés, la largeur étant de 2 m. 20 et la hauteur de 2 m. 60. A l'extrémité de ce tunnel est ménagée une chambre d'eau où aboutissent les conduites forcées, qui sont au nombre de trois et sont munies chacune de deux joints d'expansion. La hauteur totale de chute utilisée est de 236 mètres et la hauteur nette est de 234 mètres; avec un rendement de turbines de 75 % et un débit de 430 litres par seconde, on peut obtenir une puissance de 1.000 chevaux : la puissance totale disponible est donc de 6.740 chevaux en hautes eaux et est de 3.720 chevaux en basses eaux ; le débit instantané peut atteindre 9.670 chevaux.

L'usine génératrice a été établie pour une puissance totale de 10.000 chevaux, la première installation consistant en cinq groupes de 1.000 chevaux chacun. La salle de machines a cinquante-cinq mètres de longueur, 12 m. 50 de largeur et 10 mètres de hauteur. Cette salle contiendra dix unités de 1.000 chevaux et trois groupes d'excitation. Tous les appareils de réglage et de distribution sont placés dans une annexe de l'usine ayant 25,40 m. de longueur, 7,4 mètres de largeur et 13 mètres de hauteur et divisée en quatre étages.

L'installation actuelle comprend sept turbines dont cinq de 1.000 chevaux à arbre horizontal tournant à une vitesse de rotation de 375 tours par minute et travaillant sous une chute de 234 mètres, et deux turbines de 150 chevaux à arbre horizontal tournant à une vitesse de rotation de 750 tours par minute. Ces turbines sont du type Pelton et ont été construites par Escher Wyss : elles sont à injection partielle et sont réglées par des régulateurs Escher Wyss. Ces régulateurs sous pression sont automatiques et agissent de telle façon que, quand un orifice se ferme, un orifice de même section s'ouvre exactement dans la même proportion pour éviter tout coup de bélier : ensuite cet orifice se ferme lentement et progressivement sans provoquer aucune augmentation de pression. Les rendements garantis sont de 78 % pour les grosses turbines à pleine charge, et de 76 % et 74 % à 3/4 de charge et à 1/2 charge. Les rendements réels sont supérieurs aux rendements garantis. Les variations de vitesse garanties sont les suivantes : 1 % dans les conditions normales ; 4 % pour une variation de 25 % dans la charge et 13 % pour une décharge brusque complète. Les expériences ont montré que dans ce dernier cas, réalisé par le déclanchement des disjoncteurs, l'augmentation de vitesse ne dépasse pas 7,2 %.

Les cinq générateurs électriques ont été construits par les ateliers d'Oerlikon. Les alternateurs triphasés de 1.000 chevaux produisent à la vitesse de 375 tours par minute, une tension de 13.500 volts et une fréquence de cinquante périodes par seconde. Les

alternateurs sont à inducteur tournant et à induit fixe. Les bobines induites sont faites sur gabarit et peuvent être changées en très peu de temps. Les courbes du courant débité sont exactement sinusoïdales. Les excitatrices entraînées par les petites turbines sont à huit pôles et produisent, à la vitesse de rotation de 750 tours par minute, 800 ampères sous 90 volts : leur rendement est de 72 % à pleine charge.

Le tableau de distribution, établi par les ateliers d'Oerlikon, est du type moderne. Il est desservi par une galerie d'air d'où l'on voit toute la salle des machines. Tous les appareils et conducteurs à haute tension sont complètement séparés les uns des autres et placés dans des chambres en maçonnerie. Les interrupteurs à haute tension sont établis pour couper toute la charge sans aucun inconvénient : ils sont du type à piston avec rupture dans l'huile. Sur la galerie sont placés des colonnes supportant chacune les appareils de mesure et le levier de commande de l'interrupteur correspondant. Les feeders sont protégés, à leur départ, par des disjoncteurs automatiques placés dans des logements en maçonnerie : la rupture du circuit est produite par le jeu d'un électro-aimant qui en même temps rompt la connexion entre le disjoncteur et le levier à main. L'énergie électrique est distribuée aux environs de l'usine sous une tension de 13.500 volts. Les lignes sont préservées par des parafoudres à cornes qui sont reliés à la terre par l'intermédiaire de résistances à eau. La distribution de l'énergie électrique est faite sous forme de courants triphasés ou de courant monophasé, suivant les besoins. L'usine génératrice dessert 212 communes de Suisse avec une population de 92.000 habitants : pour cela, 235 postes de transformateurs ont été établis. Les lignes de distribution sont supportées par des poteaux en bois imprégnés de sulfate de cuivre en solution. Ces poteaux ont été soumis pendant une heure à un essai sous 80.000 volts. L'écartement entre les fils de ligne est de soixante centimètres. Les lignes principales sont en conducteurs de cuivre de 7 à 8 millimètres de diamètre : les lignes de dérivation sont en fils de bronze de 3 mm. ou en conducteurs de cuivre de 4 mm. de diamètre. Les postes de transformateurs abaissent la tension à 250 volts environ, ou en général à une valeur comprise entre 230 et 260 volts. Les transformateurs monophasés sont de trois tailles : dix, vingt et vingt-cinq kilowatts. Les transformateurs polyphasés abaissent la tension à 400 volts et ont des puissances de vingt et cinquante kilowatts. Le réseau de distribution par l'éclairage est à trois fils et est alimenté sous 250 volts. La plupart des lampes desservies sont des lampes à incandescence : il y a très peu de lampes à arc. Les moteurs sont ou bien des moteurs monophasés à 250 volts, ou bien des moteurs triphasés à 400 volts.

R. R.

Usines et installations de la « Public Service Corporation » de New Jersey.

Cette importante société possède un grand nombre d'usines génératrices pour assurer le service public d'éclairage et de force motrice de New Jersey.

L'usine de Marion, établie aux bords de la rivière Hackensack qui fournit une abondante alimentation en eau froide pour les condensations et un facile transport du combustible nécessaire au fonctionnement de l'usine, est équipée avec deux turbo-générateurs Curtis de 5.000 kw., produisant des courants triphasés à 13.200 volts et 25 périodes, un turbo-alternateur triphasé de 3.000 kw., 13.200 volts, et 25 périodes, et une unité de secours. Une double installation de condenseurs, dessert chaque turbine de 5.000 kw : chaque con-

denseur présente une surface de 1.000 mètres carrés. La turbine de 3.000 kw. est desservie par un seul condenseur de 1.200 mètres carrés de surface de réfrigération. Chaque unité est munie d'une pompe Duplex Edwards directement entraînée par un moteur électrique. Le courant d'excitation est fourni par deux excitatrices de 75 kilowats produisant des courants continus à 125 volts et entraînées par de petites turbines Curtis horizontales.

La vapeur est produite par quinze chaudières Babcok et Wilcox à tubes d'eau de 600 chevaux chacune. La manutention des charbons est assurée par des appareils automatiques entraînés par des moteurs électriques. Les cendres sont enlevées par des convoyeurs placés dans les tranchées au-dessous des chaudières.

On a récemment installé dans la salle des machines un groupe convertisseur de la Général Electric C° consistant en un moteur synchrône triphasé à 500 volts accouplé avec deux dynamos génératrices à courant continu, l'une produisant une différence de potentiel de 500-600 volts et l'autre une différence de potentiel de 125 volts.

Outre l'usine centrale de Marion, dont la puissance sera portée à 64.000 kw., le « Public Service Corporation » possède dix-neuf autres usines génératrices et vingt-quatre sous-stations. D'une façon générale le réseau de distribution d'énergie électrique pour l'éclairage est alimenté avec du courant alternatif à 60 périodes. Les installations de traction sont alimentées par du courant continu à 550 volts produit par des commutatrices ou des convertisseurs tournants qui transforment les courants triphasés à 13.200 volts et 25 périodes.

L'usine génératrice de Coal Street contient trois dynamos à courant continu Westinghouse de 850 kw. directement accouplées à des machines à vapeur cross-compound, une dynamo Westinghouse de 350 kw. 550 volts entraînée par une machine à vapeur Allis Chalmers cross-compound, cinq alternateurs triphasés de la Général Electric de 1.800 kw., 13.2000 volts et 25 périodes accouplés à des machines verticales cross-compound, un turbo-alternateur triphasé de 3.000 kw. de la Général Electric C° à 660 volts 60 périodes, un convertisseur tournant de 1.000 kw. 25 périodes produisant du courant continu à 600 volts.

La sous-station de Irvington contient un convertisseur tournant triphasé de la Général Electric C° de 1.000 kw. 25 périodes et un convertisseur de 500 kilowatts produisant tous deux du courant continu à 550 volts. Cinq transformateurs de 18 kw. à intensité constante servent à l'éclairage des rues et sont alimentés par du courant à 2.200 volts 60 périodes.

La sous-station de Montclair contient trois convertisseurs triphasés de 500 kw. à 25 périodes alimentés par l'usine génératrice de Coal Street et produisant du courant continu à 550 volts. Cette sous-station contient des transformateurs triphasés de 2.500 kw. 60 périodes abaissant la tension du courant à 6.600 volts et 2.400 volts.

L'usine de City Dock contient 7 alternateurs Westinghouse triphasés de 850 kw. à 2.300 volts, 60 périodes, accouplés chacun à une machine horizontale cross-compound, et une dynamo à courant continu Westinghouse de 500 kw. à 550 volts accouplée à une machine à vapeur horizontale cross-compound.

L'usine de Grand Street contient neuf génératrices à courant continu de traction produisant une différence de potentiel de 500 volts. L'usine de Wayne Street contient un convertisseur de 300 kw., 6.600 volts et 60 périodes produisant du courant continu à 550 volts. La sous-station de Palisade contient trois convertisseurs de 1.000 kw., 25 périodes, 13.200/550 volts produisant du courant continu pour la traction, et deux transformateurs triphasés de 500 kw. à 60 périodes 13.200/2.600 volts à refroidissement par circulation d'huile

L'usine de Secaucus contient un alternateur triphasé de 1.800 kw. produisant du courant à 13.200 volts et 25 périodes entraîné directement par une machine à vapeur horizontale, deux générateurs triphasés de 400 kw., 13.200 volts, 25 périodes entraînés chacun par une machine horizontale compound, trois dynamos à courant continu de 350 kw. à 550 volts entraînée chacune par une machine à vapeur horizontale cross-compound.

La sous-station de New Durham, contient deux convertisseurs de 1.000 kw., 13.200 volts, 25 périodes qui produisent du courant continu à 550 volts.

La sous-station de Passaic contient un convertisseur de 1.000 kw. et un de 300 kw., deux transformateurs triphasés Wagner de 100 kw., 60 périodes, 2.600 volts, deux transformateurs de même puissance de la Général Electric C° et un transformateur Stanley de 60 kw. monophasé de fréquence 133 pour l'éclairage des rues par lampes à incandescence.

L'usine génératrice de Metucher contient deux turbo-générateurs Curtis de 1.000 kw. produisant du courant triphasé à 13.200 volts et 60 périodes, deux générateurs triphasés de 500 kw. 6.600 volts et 60 périodes entraînés par des machines à vapeur cross-compound d'un certain nombre de transformateurs triphasés et diphasés.

L'usine génératrice de Camden contient une dynamo à courant continu de 200 kw. et une dynamo de 225 kw. produisant une différence de potentiel de 550 volts, deux dynamos de 800 kw., à 550 volts et un survolteur de 600 ampères et 100 volts entraîné par un moteur à 500 volts.

R. R.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

à-dire sur l'unité de longueur parallèle à l'axe des Y, c'est-à-dire, dans ce cas, la densité du courant dans la surface : la fonction $i = f(xy)$ pour le courant devient $i = i_0 y$. En outre, on a $i_y = 0$; $i = i_x$, $a = \pi/2$; $\alpha = \beta = 0$. Par suite, on a :

$$\mathbf{H} = \int\int \frac{i_0 y \sin \varphi}{r^2} dxdy$$

et $\mathbf{H}_x = \mathbf{H} \cos \alpha = 0$

$$\mathbf{H}_y = \int\int \frac{i_0 y \sin \varphi \cos b}{r^2} dxdy$$

$$\mathbf{H}_z = \int\int \frac{i_0 y \sin \varphi \cos c}{r^2} dxdy$$

$$\sin \varphi = \sqrt{1 - \frac{x^2}{r^2}} = \sqrt{\frac{r^2 - x^2}{r^2}} = \sqrt{\frac{y^2 + k^2}{r^2}}.$$

Fig. 2.

Du triangle GPF (figure 2), on tire les égalités :

$$\cos b = \frac{k}{r \sin \varphi} = \frac{k}{\sqrt{y^2 + k^2}}$$

$$\cos c = \cos\left(\frac{\pi}{2} - b\right) = \sin b = \frac{y}{\sqrt{y^2 + k^2}}.$$

On a donc, d'après cela :

$$\mathbf{H}_y = i_0 \int\int \frac{y\sqrt{y^2 + k^2}\, k}{r^2 . r\sqrt{y^2 + k^2}} dxdy = ki_0 \int\int \frac{y}{r^3} dxdy$$

$$\mathbf{H}_z = i_0 \int\int \frac{y\sqrt{y^2 + k^2}\, y}{r^3\sqrt{y^2 + k^2}} dxdy = i_0 \int\int \frac{y^2}{r^3} dxdy.$$

Si le plan est symétrique des deux côtés d'un plan passant par l'axe des X perpendiculairement au plan du courant, on a $\mathbf{H}_z = 0$, et $\mathbf{H}$ coïncide avec sa composante de courant. Dans ce cas, on a :

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_y = ki_0 \int\int \frac{ydxdy}{(x^2 + y^2 + k^2)^3/_2}.$$

Pour résoudre l'intégrale, posons $y = u$. On a : $\int \frac{ydy}{(y^2 + x^2 + k^2)^{\frac{3}{2}}} = \frac{1}{2} \int \frac{du}{[u + (x^2 + k^2)]^{\frac{3}{2}}}$

$$+ \frac{1}{(x^2 + y^2 + k^2)^{\frac{1}{2}}} + C$$

Par suite $\mathbf{H} = \mathbf{H}_y = ki_0 \int - \frac{dx}{(x^2 + y^2 + k^2)^{\frac{1}{2}}}$

$$= -ki_0 \log [x + \sqrt{x^2 + y^2 + k^2}] + C$$

$$= k\frac{i}{y} \log (x + \sqrt{x^2 + y^2 + k^2}) + C.$$

Si l'on a un plan limité entre $x = a_1$ et $x = a_2$, et entre $y = b$, et $y = b_2$, on pourrait, en introduisant ces valeurs, former l'intégrale définie. Si, au contraire, le plan est infini dans la direction du courant de part et d'autre,

Fig. 3.

on peut employer la méthode donnée plus loin.

Si l'on veut déterminer le champ magnétique pour des conducteurs linéaires, on choisit le système de coordonnées de telle façon que le conducteur soit parallèle à l'axe des X à la distance k, on obtient alors (figure 3) :

$$d\mathbf{H} = d\mathbf{H}_y = i \frac{\sin \varphi \, dx}{r^2}.$$

On pose : $r = \frac{k}{\sin \varphi}$; $x = k \cos \varphi$; $dx = -k \frac{d\varphi}{\sin^2 \varphi}$

et l'on obtient : $d\mathbf{H} = i \frac{\sin \varphi d\varphi}{k}$

$$\mathbf{H} = -i \int \frac{\sin \varphi d\varphi}{k} = \frac{i}{k} \cos \varphi + C.$$

Pour un conducteur infiniment long, les limites sont $\varphi = \pi/2$ et $\varphi = 0$, d'où $\mathbf{H} = 2\, i/k$, mais on peut poser $y = 0$, $r^2 + x^2$ et $\sin y = k$, d'où l'on tire :

$$d\mathbf{H} = i \frac{\sin \varphi \, dx}{k^2 + x^2}$$

$$\mathbf{H} = \int \frac{ik}{(k^2 + x^2)^{\frac{3}{2}}} dx = ik \int \frac{dx}{(k^2 + x^2)^{\frac{3}{2}}}$$

Pour résoudre cette dernière intégrale, on choisit une nouvelle variable $v = \sqrt{k^2 + x^2}/k^2$ et

l'on a : $\frac{dv}{dx} = \frac{1}{k^2} d[k^2 + x^2]^{\frac{1}{2}} = \frac{x}{k^2\sqrt{k^2+x^2}}$

$$\frac{d^2v}{dx^2} = \frac{1}{(k^2+x^2)^{\frac{3}{2}}}$$

$$\int \frac{dx}{(k^2+x^2)^{\frac{3}{2}}} = \frac{du}{dx} = \frac{x}{k^2\sqrt{k^2+x^2}} + C$$

$$\mathbf{H} = \frac{ikx}{k^2\sqrt{k^2+x^2}} + C = \frac{ix}{k\sqrt{k^2+x^2}} + C.$$

Pour un conducteur infiniment long, on obtient alors

$$\mathbf{H} = 2\left[\frac{ix}{k\sqrt{k^2+x^2}}\right]_{x_1=0}^{x_1=+\infty} = \frac{2i}{k}.$$

On peut déterminer le champ magnétique

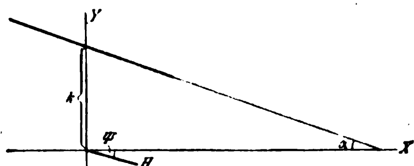


Fig. 4.

pour des surfaces planes traversées par du courant d'après leur intersection avec un plan. L'intersection d'une surface plane perpendiculaire au plan XY a, dans ce plan, l'équation $y = ax + k$. Cette condition peut toujours être remplie par un choix judicieux des coordonnées (figure 4). La densité de courant, c'est-à-dire l'intensité pour l'unité de longueur de la trace du plan est i_0.

La longueur du chemin du courant (perpendiculaire à la trace) est supposée suffisamment grande pour être prise égale à l'infini de part et d'autre. On a alors, d'après ce qui précède :

$$d\mathbf{H} = \frac{2i_0 ds}{\sqrt{x^2+y^2}} = \frac{2i_0 dx}{\sqrt{x^2+y^2}\cos\alpha} = \frac{\sqrt{1+\alpha^2}\, 2i_0 dx}{\sqrt{x^2+y^2}}.$$

En introduisant la valeur de y dans cette équation, on a :

$$d\mathbf{H} = 2i_0\sqrt{1+(ax+k)^2}\frac{dx}{\sqrt{x^2+(ax+k)^2}}$$

$$\mathbf{H} = 2i_0\int \frac{dx}{\sqrt{1+a^2x)^2+2akx+k^2}}$$

$$= 2i_0 \log[ak + (1+a^2)x + \sqrt{1+a^2}\sqrt{(1+a^2)x^2+2akx+k^2}] + C.$$

Si le plan du courant est limité perpendiculairement à la direction du courant, on peut toujours choisir les coordonnées de telle façon que $\mathbf{H}$ doive être pris de $x = b$ a $x = +b$. On

a alors : $\mathbf{H} = 2i_0 \log\left[\frac{ak + (1+a^2)b + \sqrt{1+a^2}\sqrt{(1+a^2)b^2+2akb+k^2}}{ak - (1+a^2)b + \sqrt{1+a^2}\sqrt{(1+a^2)b^2-2akb+k^2}}\right].$

L'intensité de courant totale du courant passant par la surface est alors $2b\sqrt{1+a^2}i_0$. Pour qu'un conducteur linéaire perpendiculaire au plan XY produise à l'origine des coordonnées la même valeur de $\mathbf{H}$ pour une même intensité de courant $2b\sqrt{1+a^2}i_0$, il faut que ce conducteur soit à une certaine distance de l'origine, et l'on

a : $\mathbf{H} = \frac{4b\sqrt{1+a^2}i_0}{u}$,

équation d'où l'on peut tirer u. On peut donc, pour tout courant plan trouver un courant linéaire de même intensité, placé à une certaine distance ou parallèlement à la surface et produisant en un point déterminé le même champ magnétique que le courant superficiel.

(A suivre.) B. L.

SENS. — SOCIÉTÉ NOUVELLE DE L'IMPRIMERIE MIRIAM, 1, RUE DE LA BERTAUCHE

Le Gérant : J.-B. NOUET.

Turbine hydraulique de 9.700 chevaux.

La « California Gas and Electric Corporation », de San Francisco, a récemment installé à Chico une turbine hydraulique de 9.700 chevaux construite par la Cie Allis-Chalmers. Cette turbine horizontale, à réaction, est établie pour une chute de 165 mètres de hauteur et tourne à une vitesse de rotation de 400 tours par minute, vitesse extrêmement élevée pour une semblable puissance.

R. R.

TRACTION

Les tramways électriques de Buenos-Ayres.

Le réseau de tramways électriques établi à Buenos-Ayres présente une longueur totale de 104 kilomètres. Dans un récent article publié par l'*Electrical Review*, M. Gradenwitz donne sur ces intéressantes installations un certain nombre de détails. Le système employé repose sur la production de courants triphasés convertis, pour leur emploi, en courant continu à 550 volts produit dans un certain nombre de sous-stations.

L'usine génératrice est placée au voisinage de la rivière Riachuelo, ce qui permet d'avoir de l'eau en abondance suffisante et d'amener, à peu de frais, le combustible nécessaire : la situation choisie présente, par contre, l'inconvénient que des fondations artificielles ont été nécessaires. La salle des machines et la chaufferie couvrent une surface de 70 × 40 mètres : la bâtisse en fer a absorbé environ 350 tonnes de métal. Une cheminée, qui dessert la chaufferie, a 67 mètres de hauteur et 3 mètres de diamètre au sommet. La chaufferie contient seize chaudières à tubes d'eau de 240 mètres carrés de surface de chauffe. La production normale de vapeur est de 3.500 kgr. par heure et peut être portée à 5.000 kgr. par heure. Un économiseur, desservi par un moteur électrique, sert à échauffer l'eau d'alimentation. La manutention de charbon est mécanique et se fait très simplement : un élévateur, capable de transporter 10 tonnes, a été prévu pour l'enlèvement des cendres. La salle des machines contient quatre moteurs à vapeur compound horizontaux avec condensation par mélange produisant 1.200 chevaux en service normal et 1.650 chevaux en surcharge. Chaque moteur entraîne directement un alternateur de 1.000 kilowatts produisant des courants triphasés à 6.600 volts et 25 périodes. Le courant d'excitation est fourni par trois groupes composés chacun d'un moteur asynchrone entraînant directement une génératrice à courant continu de 80 kilowatts. Une batterie de soixante cinq éléments, ayant une capacité de 330 ampèreheures en une heure, est reliée aux excitatrices et fournit, avec elles, le courant nécessaire à l'éclairage et à l'alimentation des petits moteurs de l'usine.

Les courants triphasés produits par l'usine génératrice sont transmis à 6.000 volts par des câbles souterrains, aboutissant à trois sous-stations. Chacune d'elles contient trois commutatrices de 400 kilowatts convertissant des courants triphasés à 230 volts en courant continu à 550 volts : chaque commutatrice est desservie par un groupe de transformateurs refroidis par circulation d'air.

Les voies sont constituées par des rails de quarante kgr. par mètre courant. Elles sont tantôt doubles, tantôt simples. Les rails de roulement sont utilisés comme conducteurs de retour et sont munis d'éclissages électriques en cuivre.

Le courant électrique est amené aux automotrices par un fil aérien suspendu par des fils d'acier transversaux : la hauteur du fil du trôlet au-dessus du sol est de 5 m. 50. Le fil aérien est relié, de place en place, à des parafoudres pour éviter les perturbations dues à des décharges atmosphériques fréquentes dans cette région chaude.

Le matériel roulant comprend 272 automotrices à deux essieux, contenant chacune 28 voyageurs assis et douze voyageurs debout. Les trucks de ces automotrices sont formées par deux montants longitudinaux renforcés par des entretoises rivées.

tés et de bobines en cuivre plat enroulé de champ. Chaque générateur a une puissance de 500 kilowatts et produit des courants triphasés à 2.600 volts 60 périodes. L'intensité de courant normale par phase est de 111 ampères. L'excitation des alternateurs est assurée par des excitatrices séparées produisant du courant à 170 volts. Le rendement des alternateurs est de 94 % à pleine charge, 93 % à 3/4 de charge, et 91 % à demi-charge. La surcharge peut atteindre 100 % pendant quelque temps sans inconvénient. Les bobines induites sont isolées pour 5.000 volts entre les conducteurs et le fer : les bobines inductrices sont essayées à 1.500 volts entre cuivre et noyaux polaires.

R. R.

TRANSMISSION ET DISTRIBUTION

Essais d'un câble triphasé à haute tension.

On a procédé récemment à des essais complets sur un câble triphasé établi par la maison Geoffroy-Delore. Ce câble, d'une longueur de 1.400 mètres, a été intercalé sur la ligne à haute tension d'Entraygues à Toulon. La section d'un conducteur du câble est de 25 mm^2 : la différence de potentiel entre deux conducteurs est de 26.500 volts, et la différence de potentiel entre un conducteur et la terre atteint 15.500 volts.

Le câble a été soumis à l'usine, avant sa mise en service, à une différence de potentiel de 60.000 volts efficaces entre conducteurs pendant une heure et de 80.000 volts efficaces entre conducteurs pendant une minute.

Par rapport à l'enveloppe, la tension d'essai a été de 36.000 volts pendant une heure et 50.000 volts pendant une minute. Les essais de capacité, faits à l'usine, ont donné 0,087 microforad par kilomètre entre deux conducteurs et 0,155 microforad entre un conducteur et l'enveloppe. L'isolement kilométrique entre un conducteur et l'enveloppe a été trouvé égal à 1.400 Ω pour une durée de charge de 2 minutes.

Le câble a été mis en place dans une section de la ligne d'Entraygues à Toulon : avant la mise en service, on a soumis le câble pendant 1/2 heure à une tension de 30.000 volts entre un conducteur et l'enveloppe, puis on l'a intercalé dans la ligne. Du mois de janvier au mois d'aout 1905 le câble a assuré sans aucun incident le service de la ligne ; et, malgré des conditions de service assez pénibles, il n'a subi aucune avarie.

B. L.

ÉCLAIRAGE

Valeur relative des courants alternatifs de diverses fréquences pour l'éclairage.

Dans une communication faite à la *Société Internationale des Electriciens*, l'auteur a indiqué les résultats d'expériences sur l'éclairage électrique obtenu avec des courants alternatifs de différentes fréquences. La fréquence 88 (fréquence normale du réseau des Halles où ont été effectuées les expériences) donne, avec toutes les lampes, un éclairage parfaitement fixe. Pour les lampes à incandescence, on obtient un bon éclairage pour les fréquences 50, 40 et 33, mais, pour la fréquence 25, on peut observer, surtout sur les lampes de 5 bougies, un papillottement appréciable. Pour les lampes à arc, l'éclairage n'est pas supportable à la fréquence 25 : la meilleure lampe, à cette fréquence, est la lampe Auer-Blondel. A la fréquence 33, l'éclairage n'est encore pas acceptable. A la fréquence 40, le papillottement est encore sensible, mais l'éclairage est supportable. A la fréquence 50, l'éclairage est

un peu meilleur qu'à la fréquence 40, mais on perçoit encore un papillottement. L'auteur termine en indiquant que quelques nouveaux types de lampes à arc donnent des résultats plus satisfaisants aux basses fréquences que les types essayés.

Après avoir donné connaissance de ces résultats, l'auteur a communiqué une étude de M. Blondel dont les points principaux peuvent se résumer de la façon suivante : l'éclairage à incandescence n'est pas suffisant à 25 périodes et ne devient bon qu'à partir de 33; l'éclairage par lampes à arc ne peut pas être bon à 25 périodes ni à 33; dans les deux cas, les transformateurs sont sensiblement équivalents comme prix.

Après cette communication, M. Brylinski a fait connaître que, cependant, dans la banlieue de Paris, plus de 15.000 lampes à incandescence de toutes puissances fonctionnent d'une façon très satisfaisante sous du courant alternatif à 25 périodes.

MESURES

Étalonnage des appareils de mesure au moyen d'une résistance auto-régulatrice.

Dans un article publié par l'*Elektrotechnische Zeitschrift*, M. Kallmann indique l'importance qu'ont prise maintenant les mesures d'essais et d'étalonnage pour la vérification périodique des compteurs et autres appareils placés chez les consommateurs. Ces essais de vérification sont rendus difficiles par les oscillations de tension qui se produisent pendant les mesures. Pour l'étalonnage d'un compteur à courant continu il faut, pendant un temps déterminé, cinq minutes par exemple, inscrire l'intensité, la différence de potentiel et le nombre de tours du compteur. La mesure du temps, faite avec un chronomètre, doit être très exacte. Les lectures doivent être faites au moins toutes les 15 secondes et la charge doit être aussi uniforme que possible.

Sur courant continu, les appareils apériodiques du type Deprez d'Arsonval permettent une lecture relativement rapide et exacte: sur courants alternatif ou triphasé par contre, les lectures sont beaucoup plus difficiles et plus inexactes : il est donc nécessaire, pour l'étalonnage, de faire plusieurs séries de mesures.

L'auteur prend comme exemple pratique d'étalonnage celui d'un compteur à 220 volts fait avec une intensité de courant de 5 ampères correspondant à une charge de 1,1 kw. La résistance de charge devra avoir une valeur de 44 ohms. Si la différence de potentiel aux bor-

nes varie de 2 %, c'est-à-dire est comprise entre 224,4 et 215,6 volts, la charge varie alors entre 1144 et 1056 watts, la charge moyenne étant de 1.100 watts. L'erreur que l'on peut commettre en ne tenant pas compte de ces variations atteint ± 4,4 %. Cette erreur est considérable, et cependant elle se rapporte à une variation de tension de 2 % seulement, variation inférieure aux variations habituellement constatées sur les réseaux.

L'auteur décrit une nouvelle méthode qui permet d'éviter toutes les difficultés et qui repose sur l'emploi d'une résistance auto-régulatrice. Le principe de cette résistance consiste à utiliser des métaux à très grand coefficient de température, particulièrement du fer, qui, par suite de l'échauffement dû au passage du courant, possèdent la propriété de maintenir presqu'absolument invariable l'intensité du courant qui les traverse. Ce sont des résistances de ce genre que l'on emploie dans les lampes Nernst par exemple, pour protéger le bâtonnet incandescent contre les variations de tension : elles consistent généralement en fils de fer fins enroulés en hélice et placés dans des ampoules en verre contenant de l'hydrogène à une pression déterminée.

En général la meilleure « région de réglage » de ces résistances en fer est comprise entre le rouge sombre et le rouge vif : dans l'application dont il s'agit, ces limites de réglage sont observées autant que possible. Il est évident qu'une telle résistance autorégulatrice combinée avec une résistance invariable, telle que du fil de constantan, permet d'obtenir une intensité de courant invariable malgré les variations de tension du réseau : la différence de potentiel entre les bornes de la résistance invariable est constante et le produit de cette différence de potentiel par l'intensité donne une puissance constante en watts. Si l'on trace la courbe de la différence de potentiel aux bornes en fonction de la tension du réseau, on voit que cette différence de potentiel reste exactement constante pour des variations de ± 3 % sur la tension du réseau, ce qui est largement suffisant pour les besoins de la pratique.

Pour l'étalonnage des compteurs, on intercale en série sur le circuit principal, en se servant des bornes du coupe-circuit fusible, le groupe de résistances en fer qui assure la constance de la tension et du courant, puis, après le compteur, on relie le circuit d'utilisation à la résistance en constantan, dont le coefficient de température est nul. Il y a lieu de remarquer que, dans ce montage, la bobine de tension du compteur est en parallèle avec la résistance en constantan, mais, pour une charge de 5 ampères par exemple, le courant qui circule dans le circuit à fil fin n'entraîne qu'une erreur de 0,4 %. On élimine d'ailleurs cette erreur en établissant la résistance invariable un peu plus forte pour tenir compte de ce circuit dérivé.

Cette méthode s'applique tout aussi bien aux compteurs à courant alternatif qu'aux compteurs à courant continu. Sur les réseaux triphasés, on ne charge qu'une seule phase.

L'étalonnage d'ampère-heure-mètres est encore plus facile à vérifier que l'étalonnage de watt-heure-mètres. Il suffit d'intercaler entre les bornes d'utilisation la résistance totale composée de la résistance autorégulatrice et de la résistance invariable, et l'intensité de courant reste constante pendant toute la durée de la mesure.

E. B.

BREVETS

Eclairage

BREVETS ALLEMANDS

157.370. — 5 mars 1903. — HOGGE ET BARROLIER. — *Procédé pour rendre hermétique le point de passage du fil de jonction du filament dans les lampes à incandescence.* — Les fils de jonction ne sont pas soudés dans le verre. Ils passent dans des trous d'un diamètre très légèrement supérieur au leur et l'étanchéité est obtenue au moyen d'une pâte demi-fluide que l'on introduit dans la partie extérieure du renforcement de l'ampoule.

158.571. — 3 mai 1902. — SIEMENS ET HALSKE. — *Procédé pour la fabrication de filaments incandescents de lampes électriques.* — Des carbures de différents métaux (vanadium, tantale, niobium, ou alliages) mélangés avec des oxydes de ces métaux, avec ou sans adjonction de métaux purs, sont amenés à la forme de filaments, puis chauffés dans le vide : il se produit une réaction entre les carbures et les oxydes, de sorte qu'on obtient un filament métallique pur, tenace et consistant.

159.295. — 28 juin 1904. — GLÜHLAMPENFABRIK WATT. — *Procédé pour la fabrication de lampes à incandescence auto-régénérables pendant leur fonctionnement.* — Ces lampes contiennent dans leur ampoule des vapeurs d'hydrocarbures qui, pendant le fonctionnement de la lampe, régénèrent le filament. Ces vapeurs sont contenues dans un petit godet soudé au verre de l'ampoule et communiquant avec l'intérieur de celle-ci par un petit tube capillaire filiforme.

159.311. — 25 décembre 1905. — ZIPERNOWSKI. — *Procédé pour l'alimentation de lampes à basse ou à haute tension au moyen d'une ligne à courant alternatif et d'un appareil abaisseur ou élévateur de ten-*

sion. — Le point caractéristique de la méthode est que l'enroulement de l'auto-transformateur employé reste toujours intercalé comme bobine de self-induction entre la ligne d'alimentation et les lignes de dérivation, tandis que les tours de l'enroulement intercalé entre les deux conducteurs des lignes secondaires sont rompus par un disjoncteur automatique.

BREVETS AMÉRICAINS

796.467. — B. A. Stove. — *Lampe à arc.* — Cette lampe est munie d'un tube central qui est maintenu dans une pince-ressort en forme d'U ; les électros de réglage sont fixés aux extrémités libres de ce ressort. Les enroulements sont mobiles et peuvent être substitués à d'autres pour utiliser la lampe avec des courants continus ou des courants alternatifs.

796.757. — W. J. Phelps. — *Lampe à incandescence à double filament.* — Le modèle de culot de lampe employé est du type Thomson-Houston. Deux filaments y sont montés : l'un normal, pour l'éclairage ordinaire, et un autre auxiliaire, donnant environ une bougie, qui peut être, à volonté, allumé à la place du précédent.

797.593. — A. W. W. Miller. — *Lampe à incandescence à double utilisation.* — Le col de l'ampoule est très allongé de façon que, avec un culot métallique très bas et d'une construction spéciale, on peut l'utiliser à nouveau en le coupant au ras de ce dernier et en y insérant un nouveau culot muni d'un filament neuf.

799.516. — W. L. Bliss. — *Eclairage électrique des trains.* — Ce brevet, avec la série des 12 autres portants les numéros suivants, envisage un système d'éclairage électrique des trains qui comporte un générateur unique et une batterie d'accumulateurs dont la marche combinée contribue à l'éclairage des lampes du train entier. Un appareil de réglage automatique maintient le voltage constant malgré la suppression de lampes ou même de plusieurs wagons du train.

BREVETS FRANÇAIS (1)

356.514 du 28 juillet 1905. Société L'Eclairage Électrique. Dispositif d'asservissement de projecteur électrique.

357.358 du 30 août 1905. — Société Badische Anilin et Soda Fabrik. Arets voltaiques stables de grande dimension.

357.254 du 26 août 1905. — Compagnie Française Thomson-Houston. Fabrication des filaments de charbon pour lampes à incandescence.

357.293 du 28 août 1905. — Bonnella. Lampe électrique.

357.527 du 6 septembre 1905. — Oliver. Lampe électrique à arc.

357.699 du 13 septembre 1905. — Société Deutsche Gasglühlicht A. G. (Auer). Lampe électrique à incandescence avec corps éclairants noyés dans les extrémités de supports métalliques.

357.842 du 18 septembre 1905. — Société Deutsche Gasglühlicht A. G. (Auer). Fabrication de corps éclairants pour lampes électriques à incandescence.

357.868 du 19 septembre 1905. — Même Société. Lampe électrique à incandescence avec corps éclairants au tungstène.

357.872 du 20 septembre 1905. — Audibert. Perfectionnements aux lampes électriques à vapeurs.

357.897 du 20 septembre 1905. — Wellington et Daniell. Perfectionnements aux lampes à arc.

357.213 du 21 septembre 1905. — Algemeine Elektricitats Gesellschaft. Commutateur pour éclairage d'annonces lumineuses.

358.272 du 4 octobre 1905. — Hanamman et Société Landesberger et Salzmann. Corps métalliques conducteurs pour lampes à incandescence.

358.597 du 17 octobre 1905. — Minoggia et Mere. Suspension des charbons pour lampes à arc.

(1) Communiqués, par M. Josse, 17, boulevard de la Madeleine.

Mesures

BREVETS ALLEMANDS

157.638. — 22 octobre 1903. — ALLGEMEINE ELEKTRICITATS GESELLSCHAFT. — *Compteur d'électricité pour courants triphasés.* — Pour obtenir le décalage de 90° ou de 30° nécessaire dans cet appareil, on place sur les bobines shunt du noyau rectangulaire des bandes de cuivre court-circuitées sur elles-mêmes qui augmentent la différence de phase propre et on dispose des tôles qui ferment plus ou moins le circuit magnétique de sorte qu'une partie seulement des lignes de force agit sur cette bande en court-circuit.

157.677. — 13 février 1903. — *Compagnie pour la fabrication des compteurs et matériel d'usine.* — *Compteur d'électricité à champ tournant.* — Un ou plusieurs électroaimants shunt agissent concurremment avec un ou plusieurs électroaimants série : il existe entre les deux flux un décalage de 90° produit par le fait que l'un des courants est décomposé en deux composants dont l'un passe par un circuit de self-induction et l'autre par un circuit de self-induction élevée, disposé de telle façon que l'induction mutuelle soit faible.

BREVETS AMÉRICAINS

796.033. — T. DUNEAU. — *Compteur électrique.* — Le groupe des 10 brevets inscrits sous ce même numéro a pour objet un dispositif d'engrenages dont le compteur électrique est pourvu et qui a pour fonction d'indiquer en dollars et fractions de dollars le montant de la consommation, avec, le décompte automatique des rabais ou extras suivant le contrat de l'abonné ou le mode d'emploi des lampes.

796.043. — T. DUNEAU. — *Compteur électrique.* — Le numéro ci-dessus englobe également une série de 18 brevets de compteurs spéciaux affectés à la charge des accumulateurs.

Ces compteurs servent à la fois à enregistrer le courant lors de la charge et de la décharge de la batterie. Entre autres particularités, ils sont munis d'un ressort qui, d'une façon constante, exercent un couple sur l'élément mobile du compteur : cette action fait que ce dernier tourne sans interruption, bien que très lentement lorsqu'aucun courant ne passe, et correspond aux pertes de courant de la batterie, de sorte que l'on peut immédiatement se rendre compte si cette dernière a besoin d'être rechargée.

BREVETS FRANÇAIS [1]

356.701 du 5 août 1905. — FERY. Galvanomètre thermique.

357.112 du 22 août 1905. — HERMAN. Aimant pour appareils de mesures électriques.

537.177 du 24 août 1905. — C. OLIVETTI et Cie. Perfectionnements dans les transformateurs de mesure.

537.238 du 25 août. — ARON. — Compteur d'électricité.

358.134 du 29 septembre 1905. — COMPAGNIE POUR LA FABRICATION DES COMPTEURS, etc. Compoundage réglable dans les compteurs d'électricité.

358.135 du 29 septembre 1905. — MEYLAN ET LA COMPAGNIE POUR LA FABRICATION DES COMPTEURS, etc. Compensation des effets de la température dans les voltmètres, ampèremètres, etc.

358.136 du 29 septembre 1905· — les mêmes. Aimants pour appareils de mesures électriques.

358.305 du 6 octobre 1905. — SOCIÉTÉ SIEMENS et HALSKE. Galvanomètre dans les enregistreurs de courbes photographiques.

358.306 du 6 octobre 1905. — la même. Enregistreurs de courbes photographiques.

358.482 du 15 mai 1905. — KALLMANN. Dispositif de mesure, de montage, etc.

358.587 du 17 octobre 1905. — SOCIÉTÉ DR. P. MEYER A. G. Suspension élastique pour instruments de mesures.

---

[1] Communiqués par M. Josse, 17, boulevard de la Madeleine.

Tome XLVII. Samedi 21 Avril 1906. 13e Année. — N° 16.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

SOMMAIRE

NOTES ET NOUVELLES

Proposition de loi sur les distributions d'énergie (1).

TITRE Ier

Classification des distributions d'énergie électrique.

Art. 1er. — Les distributions d'énergie électrique, qui ne sont pas destinées à la transmission des signaux et de la parole et auxquelles le décret-loi du 27 décembre 1851 n'est pas dès lors applicable, sont soumises, par leur établissement et leur fonctionnement, aux conditions générales ci-après.

Art. 2. — Une distribution d'énergie électrique, n'empruntant en aucun point de son parcours des voies publiques, peut être établie et exploitée, soit sans autorisation ni déclaration, soit lorsque ses conducteurs doivent être établis, en un point quelconque, à moins de 10 mètres de distance horizontale d'une ligne télégraphique ou téléphonique préexistante, en vertu d'une autorisation délivrée dans des conditions spécifiées au titre II de la présente loi.

Art. 3. — Une distribution d'énergie électrique empruntant sur tout ou partie de son parcours les voies publiques, peut être établie et exploitée, soit en vertu de permissions de voirie, sans durée déterminée, dans les conditions spécifiées au titre III de la présente loi, soit en vertu de concessions d'une durée déterminée, avec cahier des charges et tarif maximum, dans les conditions spécifiées au titre IV, s'il n'y a pas déclaration d'utilité publique, ou dans celles spécifiées au titre V, s'il y a déclaration d'utilité publique.

Elle peut, suivant la demande de l'entrepreneur, être soumise simultanément dans des communes différentes à des régimes différents, soit celui des permissions de voirie sur une partie de son réseau, soit celui de la concession simple ou celui de la concession déclarée d'utilité publique dans d'autres parties.

(1) Cette proposition de loi, adoptée par la Chambre des Députés dans sa séance du 27 février 1906, et transmise au Sénat le 2 mars, sera probablement promulguée sans modifications. La rédaction en est due à M. P. Janet.

TITRE II

Des ouvrages de transport et de distribution d'énergie électrique établis exclusivement sur des terrains privés sous le régime des autorisations.

Art. 4. — Les autorisations prévues par l'article 2 sont délivrées par le préfet, en conformité de l'avis émis par l'administration des postes et télégraphes et dans un délai de trois mois, à partir de la demande.

Les installations visées dans ces autorisations devront satisfaire aux conditions techniques déterminées par les arrêtés prévus à l'article 19 de la présente loi.

Elles devront être exploitées et entretenues de manière à n'apporter par induction, dérivation ou autrement, aucun trouble dans les transmissions télégraphiques et téléphoniques par les lignes préexistantes.

Lorsque, pour prévenir ou faire cesser ce trouble, il sera nécessaire d'exiger le déplacement ou la modification des lignes télégraphiques ou téléphoniques préexistantes, et en cas de non-entente avec l'exploitant, la nature des travaux à exécuter sera déterminée par le ministre du commerce, de l'industrie, des postes et des télégraphes, après avis du comité d'électricité visé par l'article 20. Dans tous les cas, les frais nécessités par ces déplacements ou modifications seront à la charge de l'exploitant.

TITRE III

Des ouvrages de transport et de distribution d'énergie électrique établis sous le régime des permissions de voirie.

Art. 5. — Les permissions de voirie sont délivrées par le préfet ou par le maire, suivant que la voie

empruntée rentre dans les attributions de l'un ou de l'autre, sous les conditions ordinaires des arrêtés réglementaires relatifs à ces permissions, et, en outre, sous les conditions stipulées par les règlements d'administration publique visés à l'article 18 de la présente loi.

Elles ne peuvent prescrire aucune disposition relative aux conditions commerciales de l'exploitation.

Elles ne peuvent imposer au permissionnaire aucune charge pécuniaire autre que les redevances prévues au paragraphe 7 de l'article 18.

Aucune permission de voirie ne peut faire obstacle à ce qu'il soit accordé sur les mêmes voies des permissions ou concessions concurrentes.

TITRE IV

Régime des concessions simples sans déclaration d'utilité publique.

Art. 6. — La concession d'une distribution publique d'énergie est donnée, après enquête, soit par la commune ou par le syndicat formé entre plusieurs communes, si la demande de concession ne vise que le territoire de la commune ou du syndicat, soit par l'État dans les autres cas.

Toute concession est soumise aux clauses d'un cahier des charges conforme à l'un des types approuvés par décret délibéré en Conseil d'État, sauf les dérogations ou modifications qui seraient expressément formulées dans les conventions passées au sujet de ladite concession.

Art. 7. — Lorsque la concession est de la compétence de l'État, l'acte de concession est passé par le préfet, si elle ne s'étend que sur des communes situées dans le territoire du département, ou par le ministre des travaux publics, après avis du ministre de l'intérieur, si elle s'étend sur des communes situées dans plusieurs départements.

Lorsque la concession est de la compétence de la commune, l'acte de concession est passé par le maire, en exécution d'une délibération du conseil municipal.

Si la concession est de la compétence d'un syndicat de communes, l'acte de concession est passé par le président du comité du syndicat, en exécution d'une délibération de ce comité, homologuée par des délibérations des conseils municipaux de toutes les communes syndiquées.

La concession donnée au nom de la commune ou du syndicat de communes n'est définitive qu'après avoir été approuvée par le préfet.

Toutefois, si l'acte de concession passé par le ministre, le préfet, le maire ou le président du comité du syndicat de communes, comporte des dérogations ou modifications au cahier des charges type, il ne devient définitif qu'après avoir été approuvé par un décret délibéré en conseil d'État.

Art. 8. — Aucune concession ne peut faire obstacle à ce qu'il soit accordé des permissions de voirie ou une concession à une entreprise concurrente, sous la réserve que celle-ci n'aura pas des conditions plus avantageuses.

Toutefois, l'acte par lequel une commune ou un syndicat de communes donne la concession de l'éclairage public et privé sur tout ou partie de son territoire, peut stipuler que le concessionnaire aura seul le droit d'utiliser les voies publiques dépendant de la commune ou des communes syndiquées dans les limites de sa concession, en vue de pourvoir à l'éclairage privé par une distribution publique d'énergie, sans que cependant ce privilège puisse s'étendre à l'emploi de l'énergie à tous usages autres que l'éclairage, ni à son emploi accessoire pour l'éclairage des locaux dans lesquels l'énergie est ainsi utilisée.

Pendant la durée du privilège ainsi institué, les permissions de voirie délivrées par le préfet et les actes de concession passés au nom de l'État devront

tenir compte de ce privilège dans les obligations imposées aux permissionnaires et concessionnaires.

Art. 9. — L'acte de concession ne peut imposer au concessionnaire une charge pécuniaire autre que les redevances prévues au paragraphe 7 de l'article 18, ni attribuer à l'État ou à la commune des avantages particuliers autres que les prix réduits d'abonnements qui seraient accordés aux services publics pour des fournitures équivalentes.

Art. 10. — La concession confère à l'entrepreneur le droit d'exécuter, sur les voies publiques et leurs dépendances, tous travaux nécessaires à l'établissement et à l'entretien des ouvrages en se conformant aux conditions du cahier des charges, des règlements de voirie et des règlements d'administration publique prévus à l'article 18 ci-après.

L'autorité qui a fait la concession a toujours le droit, pour un motif d'intérêt public, d'exiger la suppression d'une partie quelconque des ouvrages d'une concession ou d'en faire modifier les dispositions et le tracé.

L'indemnité qui peut être due dans ce cas au concessionnaire est fixée par les tribunaux compétents si les obligations et droits de celui-ci ne sont pas réglés soit par le cahier des charges, soit par une convention postérieure.

TITRE V

Régime des concessions déclarées d'utilité publique.

Art. 11. — Sont applicables aux concessions déclarées d'utilité publique l'article 6, les paragraphes 1er, 2 et 3 de l'article 7 et les articles 8, 9 et 10 de la présente loi.

La déclaration d'utilité publique est prononcée, après enquête, par un décret délibéré en conseil d'État, sur le rapport des ministres des travaux publics et de l'intérieur, après avis du ministre du commerce, de l'industrie, des postes et des télégraphes, et du ministre de l'agriculture.

L'acte de concession ne devient définitif qu'après avoir été approuvé par ce décret.

Art. 12. — La déclaration d'utilité publique investit le concessionnaire, pour l'exécution des travaux dépendant de la concession, de tous les droits que les lois et règlements confèrent à l'administration en matière de travaux publics. Le concessionnaire demeure en même temps soumis à toutes les obligations qui dérivent pour l'administration de ces lois et règlements.

S'il y a lieu à expropriation, il y est procédé conformément à la loi du 3 mai 1841 au nom de l'autorité concédante et aux frais du concessionnaire.

La déclaration d'utilité publique d'une distribution d'énergie confère, en outre, au concessionnaire, le droit :

1° D'établir à demeure des supports et ancrages pour conducteurs aériens d'électricité, soit à l'extérieur des murs ou façades donnant sur la voie publique, soit sur les toits et terrasses des bâtiments à la condition qu'on y puisse accéder par l'extérieur; étant spécifié que ce droit ne pourra être exercé que sous les conditions prescrites, tant au point de vue de la sécurité qu'au point de vue de la commodité des habitants, par les règlements d'administration publique prévus à l'article 18, lesdits règlements devant limiter l'exercice de ce droit au cas de courants électriques tels que la présence desdits conducteurs d'électricité à proximité des bâtiments ne soit pas de nature à présenter, nonobstant les précautions prises conformément aux règlements, des dangers graves pour les personnes ou les bâtiments ;

2° De faire passer les conducteurs d'électricité au-dessus des propriétés privées, sous les mêmes conditions et réserves que celles spécifiées à l'alinéa 1° ci-dessus;

3° D'établir à demeure des canalisations souterraines ou des supports pour conducteurs aériens, sur des terrains privés non bâtis, qui ne sont pas fermés de murs ou autres clôtures équivalentes;

4° De couper les branches d'arbres qui, se trouvant à proximité des conducteurs aériens d'électricité, pourraient, par leur mouvement ou leur chute, occasionner des courts-circuits ou des avaries aux ouvrages.

L'exécution des travaux, prévus aux alinéas 1° à 4° ci-dessus, doit être précédée d'une notification directe aux intéressés et d'une enquête spéciale dans chaque commune; elle ne peut avoir lieu qu'après approbation du projet de détail des tracés par le préfet.

Elle n'entraîne aucune dépossession; la pose d'appuis sur les murs ou façades ou sur les toits ou terrasses des bâtiments ne peut faire obstacle au droit du propriétaire de démolir, réparer ou surélever. La pose des canalisations ou supports dans un terrain ouvert et non bâti, ne fait pas non plus obstacle au droit du propriétaire de se clore ou de bâtir. Le propriétaire devra, un mois avant d'entreprendre les travaux de démolition, réparation, surélévation, clôture ou bâtiment, prévenir le concessionnaire par lettre recommandée adressée au domicile élu par ledit concessionnaire.

Les indemnités qui pourraient être dues à raison des servitudes d'appui, de passage ou d'ébranchage, prévues aux alinéas 1°, 2°, 3° et 4° ci-dessus, sont réglées en premier ressort par le juge de paix; s'il y a expertise, le juge peut ne nommer qu'un seul expert.

TITRE VI

Conditions communes à l'établissement et à l'exploitation des distributions sous le régime des permissions de voirie ou des concessions.

Art. 13. — L'établissement et l'exploitation des lignes de transport d'énergie électrique placées sous le régime, soit du titre III, soit du titre IV, soit du

titre V de la présente loi, sont soumis aux conditions ci-après.

Art. 14. — Les projets sont examinés par les représentants des services intéressés dans une conférence à laquelle prennent part, dans tous les cas, les représentants de l'administration des postes et télégraphes. Si l'accord en vue de l'exécution des projets n'intervient pas au cours de la conférence, l'affaire est soumise au comité d'électricité. Si tous les ministres intéressés n'adhèrent pas à l'avis du comité, il est statué par décret en conseil des ministres.

Art. 15. — La mise en service d'une distribution d'énergie électrique ne peut avoir lieu qu'à la suite des essais faits en présence du service du contrôle et des représentants des services intéressés, et après délivrance par le préfet d'une autorisation de circulation du courant.

Art. 16. — Le contrôle de la construction et de l'exploitation est exercé sous l'autorité du ministre des travaux publics, soit par les agents qu'il aura délégués à cet effet lorsqu'il s'agit de concessions données par l'État ou de permissions pour des distributions empruntant en tout ou partie la grande voirie, soit par les agents délégués par les municipalités, lorsqu'il s'agit de concessions données par les communes ou les syndicats de communes, ou de permissions pour des distributions n'empruntant que les voies vicinales ou urbaines.

Art. 17. — L'administration des postes et des télégraphes peut adresser au service du contrôle, constitué comme il est dit à l'article 16, une réquisition à l'effet de prendre toutes les mesures nécessaires pour prévenir ou faire cesser toute perturbation nuisible aux transmissions par les lignes télégraphiques ou téléphoniques actuellement existantes dans le rayon d'influence des conducteurs d'énergie électrique.

Semblable réquisition peut être adressée au service du contrôle par les fonctionnaires chargés de la surveillance de tout service public dont la marche subirait une atteinte du fait du fonctionnement d'une distribution d'énergie.

Le service du contrôle est tenu de prendre les mesures nécessaires pour qu'il soit immédiatement déféré à la réquisition.

En cas de contestation, il est ensuite procédé comme il est dit à l'article 14.

Art. 18. — Des règlements d'administration publique, rendus sur le rapport du ministre de l'intérieur, du ministre des travaux publics, du ministre du commerce, de l'industrie, des postes et des télégraphes, du ministre de l'agriculture et, en outre, sur le rapport du ministre des finances pour les règlements de l'alinéa 7°, déterminent :

1° La forme des enquêtes prévues aux articles 6, 11 et 12, étant stipulé que l'avis des conseils municipaux intéressés devra être demandé au cours de ces enquêtes ;

2° Les formes de l'instruction des projets et de leur approbation ;

3° L'organisation du contrôle de la construction et de l'exploitation dont les frais sont à la charge du concessionnaire ou du permissionnaire ;

4° Les conditions générales et d'intérêt public auxquelles devront satisfaire les ouvrages servant à la distribution d'énergie, soit en vertu de concessions, soit en vertu de permissions de voirie ;

5° La forme des réquisitions à adresser en exécution de l'article 17 ;

6° Les mesures relatives à la police et à la sécurité de l'exploitation des distributions d'énergie ;

7° Les tarifs des redevances dues à l'État, aux départements et aux communes, en raison de l'occupation du domaine public par les ouvrages des entreprises concédées ou munies de permissions de voirie ;

8° Et, en général, toutes les mesures nécessaires à l'exécution de la présente loi.

Les règlements visés par les alinéas 2°, 4° et 6° seront pris après avis du comité d'électricité.

Art. 19. — Des arrêtés pris par le ministre des travaux publics et le ministre du commerce, de l'industrie, des postes et des télégraphes, après avis du comité d'électricité, déterminent les conditions techniques auxquelles devront satisfaire les distributions

qui dessert 100 lampes de 16 bougies à 110 volts ; tarification : 25 francs la lampe-an.

C'est aussi dans une minoterie que l'usine de Gorron est installée depuis 1901. Elle dessert 240 lampes à 110 volts.

Maine-et-Loire. — Ce département contient une usine à vapeur importante (1 700 chevaux) établie à *Angers* en 1903 par une société locale (M. Duplan, dir.), elle distribue, par canalisation mixte, du courant continu, 3 fils, 2 × 220 volts. Tarification : 0 fr. 055 l'hectowatt.

Par ordre d'importance, il faut citer ensuite l'usine établie à *Saumur* en 1891 par une société locale, usine à vapeur de 400 chevaux qui produit du courant alternatif, 2 400 volts, distribué à 110 volts. Tarification : 0 fr. 10 l'hectowatt. La ville de Saumur est en outre desservie par une usine établie la même année à *Saint-Florent* par la Compagnie Urbaine des Eaux, usine à vapeur de 180 chevaux qui distribue du courant continu à 110 volts, tarification : 0 fr. 13 l'hectowatt.

On trouve encore des usines à vapeur à *Baugé* et *Doué-la-Fontaine*. L'usine de Baugé, exploitée par une société locale, distribue en dérivation du courant continu, 110 volts (acc. Tudor) ; l'usine de Doué-la-Fontaine, exploitée par la « Société an. d'Éclairage et de Force de l'Ouest », distribue du courant continu, 3 fils, 2 × 110 volts (acc. Tudor) ; elle dessert les communes de Douces et Soulanger. La tarification est très diverse : 0 fr. 10 l'hectowatt ou 18 fr. 50 la lampe de 10 bougies à Baugé, 0 fr. 11 l'hectowatt ou 36 francs la lampe-an de 16 bougies à Doué-la-Fontaine.

A *Chemillé*, une société locale a mis en service une usine à gaz pauvre, distribuant du courant continu, 2 fils, 110 volts (acc.) ; enfin une usine hydraulique établie en 1902 à *Seiches* sur le Loir navigable utilise une chute de 72 centimètres (roue hydraulique) pour desservir dans les 3 centres ruraux dont se compose cette commune, 250 lampes privées et 24 lampes publiques ; courant continu, 3 fils, 2 × 110 volts (acc.). La même année une usine hydraulique de 200 chevaux sous une chute de 1m,30 s'est établie à Cheffes pour la fabrication d'accumulateurs, mais elle ne possède pas de réseau de distribution.

(A suivre.) M. M.

TÉLÉGRAPHIE ET TÉLÉPHONIE

Emploi des bobines Pupin en Amérique.

La société « American Telephone and Telegraph C° » construit actuellement les canalisations souterraines pour l'établissement du téléphone entre New-York et Philadelphie (distance : 192 kil. environ). L'installation prévue est de 8 câbles, avec bobines Pupin. Cette installation est intéressante car c'est la première fois qu'on essaie sur une aussi large échelle l'emploi du système Pupin avec des câbles souterrains.

Téléphone sous-marin.

On a installé dans les ports militaires anglais un système de téléphone sous-marin pour relier les vaisseaux en station permanente, avec les services établis à terre. Il devient ainsi possible à l'Amirauté de rester en relations directes avec les navires assurant la défense navale.

Notes sur quelques réseaux télégraphiques et téléphoniques.

Égypte. — D'après le *Zeitschrift für Post und Telegraphie* les télégraphes égyptiens comptaient, en 1903, 4 083 kilomètres de lignes et 17 486 kilomètres de fil. Le nombre de télégrammes était en 1902 de

1 617 942 contre 2 753 488 en 1898. Les recettes, en 1904, atteignaient 1 969 920 francs contre 1 477 440 francs de dépenses. Le Caire, Alexandrie, Tanta, Zagazig, etc., possèdent un réseau téléphonique dont le développement total était en 1903 de 486^{km},6 de ligne pour 2 696^{km},3 de fil. Dans le cours de 1904 et 1905, 457 nouvelles lignes téléphoniques ont été mises en service, 850 lignes sont en construction et desserviront les provinces de Ghirgeh, Keneh, Assouan.

Portugal. — En 1904, on comptait 8 974 kilomètres de lignes et 20 186 kilomètres de fils, ainsi que 482 stations télégraphiques et téléphoniques et 15 stations de sémaphores. Les télégrammes avaient été de 5 833 522, dont 1 383 062 reçus, 1 639 460 expédiés et 2 811 000 en transit; le total donne un accroissement de 8,1 °/₀. Ces télégrammes concernaient les contrées suivantes :

Angleterre.	37 123
France.	36 256
Espagne	33 897
Allemagne	18 418
Amérique du Sud . . .	8 925
Afrique	7 843
Italie	6 912
Amérique du Nord. . .	5 913

36 888 télégrammes étaient passés par les stations sémaphoriques.

La seule ligne téléphonique existante relie Lisbonne à Oporto ; elle a 333 kilomètres de longueur (666 kil. de fil). Son revenu de 2 150 423 francs, en augmentation de 27 107 francs sur 1903, a donné un bénéfice net de 8 632 francs.

Roumanie. — La longueur des lignes télégraphiques roumaines était en 1904 de 7 012 kilomètres avec une longueur de fils de 18 383 kilomètres. Le développement des communications téléphoniques avait été très rapide pendant les dix dernières années.

Les installations urbaines comptaient 595 kilomètres de ligne, 2 283 kilomètres de fil ; les lignes inter-urbaines, au nombre de 11, avaient une longueur totale de 863 kilomètres, avec 2 283 kilomètres de fil. Il faut y ajouter 1 970 lignes inter-départementales, de 19 396 kilomètres de longueur totale et 21 464 kilomètres de fil.

Les installations privées, au nombre de 768, comprenaient 2 353 kilomètres de ligne, 3 054 kilomètres de fil. L'ensemble du réseau était desservi par 128 stations centrales téléphoniques, 2 682 postes publics et 3 127 postes d'abonnés.

Ces renseignements sont extraits du dernier rapport dû Consul d'Allemagne à Bucarest. C'est en effet l'Allemagne qui fournit presque entièrement les isolateurs de porcelaine utilisés sur le réseau roumain.

COSTA-RICA. — Les communications télégraphiques se font sous le contrôle du gouvernement. La longueur des lignes est d'environ 1 450 kilomètres, environ trois fois la longueur des lignes de tramways. Costa-Rica est relié aux autres nations par un câble du Nicaragua.

Le téléphone est installé à Limon et San-José et la longueur des lignes pour ces deux villes est d'environ 327 kilomètres. Un service de télégraphie sans fil est établi entre Limon, Bocas del Toro et Panama.

RENSEIGNEMENTS ÉCONOMIQUES ET COMMERCIAUX

Les forces hydrauliques de la Suisse.

Pendant la session de janvier de l'Assemblée fédérale suisse, le Conseil Fédéral a présenté un projet de réglementation concernant l'emploi en territoire étranger de l'énergie hydro-électrique produite sur le territoire suisse.

Considérant que la Suisse supporte à elle seule les dépenses nécessaires pour maintenir le cours de ses fleuves et de ses torrents, le Conseil estime que l'énergie fournie par ces cours d'eau doit être réservée aux besoins de la Suisse. L'industrie étrangère n'en pourrait utiliser que le surplus. La concession d'énergie aux pays voisins ne pourrait avoir lieu qu'avec l'autorisation du Conseil Fédéral sous réserve des accords particuliers établis par des traités internationaux. La durée d'une pareille autorisation ne pourrait dépasser 20 ans, et serait toujours révocable moyennant indemnité; en cas de contestation le chiffre de l'indemnité serait fixé par le tribunal fédéral.

Ce projet, établi par le conseiller fédéral Forrer pour prévenir l'exportation en Italie des forces hydrauliques du Tessin, a été déposé de nouveau, avec demande d'urgence, à la session de mars. Il a été adopté à une grande majorité.

Ce décret, valable pour 2 ans, et pouvant être renouvelé par les Chambres fédérales, sera mis en application immédiate, étant donné son caractère d'urgence.

Les forces hydrauliques du Canada.

Le Gouvernement canadien serait, d'après le *Times*, décidé à exercer un sévère contrôle sur l'exportation d'énergie électrique hors du territoire canadien. Dans une déclaration sur les intentions du Gouvernement faite à la Chambre des Communes d'Ottawa, M. Hyman, ministre des Travaux publics, a déclaré que toute permission d'exporter de l'énergie serait révocable à bref délai; aucune réclamation ne serait reçue contre la révocation par le Gouvernement d'une concession donnée à ce sujet et les compagnies qui solliciteraient une telle concession devraient se conformer à toutes les vues du Gouvernement.

Concessions et projets.

Hongrie. — Le projet de transformation des trois lignes à vapeur du réseau local de *Budapest* est sur le point de se réaliser. Le prix de l'équipement électrique est estimé à 16 100 000 couronnes; la transformation serait achevée en 18 mois.

Pays-Bas. — Une société s'est constituée à New-York qui se propose d'établir *en Hollande un réseau électrique de* 500 *kilomètres*. La ligne principale irait de Wykansee sur la mer du Nord jusqu'à la frontière allemande, sur le Rhin, et desservirait Zaandam, Amsterdam et Utrecht.

Le réseau comprendrait un service complet pour voyageurs et marchandises. La vitesse maxima d'exploitation serait de 80 kilomètres à l'heure environ.

L'équipement électrique serait fourni par la Westinghouse Electric and M. C° qui s'est intéressée financièrement à cette entreprise.

Turquie. — La *Société Ottomane de Tramways et d'Éclairage électrique de Damas* vient d'obtenir une concession de 60 ans pour la construction et l'exploitation d'un réseau de tramways électriques dans Damas, et une concession de 99 ans pour la fourniture d'éclairage et de force motrice. La station centrale hydro-électrique sera établie à 30 kilomètres environ de Damas.

Espagne. — La « Gaceta de Madrid » du 5 avril donnait avis de la concession à la « Nueva Montana Sociedad anonima del Hierro y Cicero de Santander » d'une ligne de tramways reliant Santander et Astillero.

La même compagnie a décidé de remplacer la traction à vapeur par la traction électrique sur la ligne de tramways qu'elle a établie entre les fourneaux de l'Isla de Oleo (Santander) et les mines de fer de Comargo.

Bulgarie. — L'Administration des tramways électriques de Sofia étudie la construction d'un tramway électrique entre Sofia et Gorna-Bania.

Italie. — La « Unione Italiana dei Tramways elettrici » est autorisée à construire et exploiter une ligne de tramways électriques à voie d'un mètre entre San Martino d'Albaro et Borgoratti (Prov. de Gênes).

Constitution de nouvelles sociétés.

Société en commandite Kopp-Meyer et Cie, Société électrique Hydra, 60, boulevard de Clichy, Paris. — Durée, 20 ans. — Capital, 200 000 francs, dont 100 000 francs fournis par la commandite.

Société en nom collectif Guilloud et Dubus, installations électriques, 186, rue Michel-Bizot, Paris. — Durée, 10 ans. — Capital, 30 000 francs.

Société anonyme dite Société Électro-Industrielle, 64, avenue Parmentier, Paris. — Durée, 30 ans. — Capital, 400 000 francs.

Société en commandite Plancher, Rochat et Cie, construction de machines et matériel électrique, 39, avenue Marceau, à Courbevoie. — Durée, 15 ans. — Capital, 60 000 francs, dont 25 000 francs fournis par la commandite.

Société anonyme dite Compagnie générale Électrique du Sud-Ouest, 21, rue de Mulhouse, à Bordeaux. — Durée, 60 ans. — Capital, 280 000 francs.

Société Mazade et Veyrenc, appareils à gaz et à électricité, 127, rue de Rome, à Marseille. — Durée, 10 ans. — Capital, 20 000 francs.

Société d'Éclairage électrique, secteur des Allées, Société en commandite par actions Lemoine, Jacob et Cie. — Siège social : 77, cours d'Orléans, Charleville (Ardennes). — Capital, 120 000 francs. — Constituée le 25 avril 1906.

Société en participation dite *Société d'études hydro-électriques et mécaniques,* 14, rue Sully, à Lyon. — Durée, 9 ans. — Capital, 2 000 francs.

Société l'Industrielle française d'accumulateurs, 33, rue Périer, à Levallois. — Capital, 1 000 000 de francs.

*
* *

Italie. — *Società Ghiaccio, Forza e Luce.* Lodi, société anonyme pour la fabrication de glace artificielle, et la distribution d'énergie pour l'éclairage et la force motrice. — Capital : 250 000 lires, pouvant être porté à 400 000 lires.

Società Varesina per imprese elettriche. Varese. — Cette nouvelle société remplace les sociétés « La Prealpina » et « La Varesina » qui exploitaient : la première, le tramway électrique Varese-Masnago ; la seconde, la distribution d'énergie et d'éclairage de Varese, les tramways Varese-Prima Cappello et le chemin de fer Varese-Luino. L'évaluation du capital engagé a été réduite à 1 700 000 lires et ce capital a été augmenté provisoirement de 3 400 000 lires moyennant l'émission de 20 000 actions nouvelles de 85 lires chacune. Ce capital pourra être élevé à 5 100 000 lires.

Società Elettrica G. M. Regazzoni. Milan. — Applications de l'électricité en général et exploitation d'usines à gaz. La société débutera à Cassano d'Adda et communes limitrophes. — Capital, 300 000 lires pouvant être porté à un million.

Società Friulana di Elettricità. Udine. — Rétablissement de l'installation électrique d'Udine, utilisation des forces hydrauliques, production d'énergie et exploitation des tramways de la ville et de la province d'Udine. — Capital : 2 000 000 lires.

Società Bolognese di Elettricità. Bologne. — Production et distribution d'énergie électrique à Bologne et dans les territoires limitrophes (société constituée sous les auspices de la « Società per lo sviluppo delle imprese elettriche in Italia »). — Capital : 3 500 000 lires.

Società per l'illuminazione e distribuzione energia elettrica. Vallegio. — Société anonyme au capital de 55 100 lires ; durée : 30 ans.

Società anonima veronese di elettricità. Verone. — Société d'éclairage électrique, distribution d'énergie et applications diverses. — Capital : 250 000 lires.

Società fiorentina di elettricità per illuminazione privata. Florence. — Capital : 110 000 lires ; durée : 20 ans.

Industrie elettriche Val d'Orba. Ovada. — Société pour la production d'énergie électrique pour éclairage et force motrice, constituée en remplacement de la « Impresa illuminazione elettrica di Ovada ing. Garrone e C. » — Capital : 100 000 lires ; durée : 30 ans.

Società elettrica Lario-Ing. Negretti Clerici e C. Côme. — Industrie électrique. — Capital : 125 000 lires ; durée : 7 ans.

Officine già Guzzi e Ravizza di Ingegnere Gian Piero Clerici e C. Milan. — Société en commandite pour la construction et le commerce de machines électriques, installation de chauffage et ventilateurs et applications analogues. — Capital : 500 000 lires, pouvant être porté à un million.

Officine Majocchi. Milan. — Articles d'électricité, d'automobiles et industries annexes. — Capital : 300 000 lires, pouvant être porté à un million.

Società per le tramvie del Lido. Venise. — Société anonyme constituée pour l'établissement dans les rues de l'île du Lido d'un réseau de tramways électriques auxquels l'énergie serait fournie par le « Cellina ». — Capital : 1 000 000 lires.

Società Emiliana di esercizi elettrici. — Parme. — Société pour la distribution d'énergie dans les provinces de Parme, Reggio et Modane. — Capital : 1 200 000 lires.

Ferriere Piemontesi già Vandel e C. Turin. — Capital : 3 750 000 lires. — Cette société remplace la « Ferriera di Buttigliera alta ed Avigliana già Vandel e C. » dont le capital était de 2 500 000 lires.

Esercizio di trazione elettrica. Milan. — Société anonyme pour les installations de traction en général et particulièrement de traction électrique et pour le chemin de fer de l'Exposition. — Capital : 200 000 lires pouvant être élevé à un million.

Società elettrica industriale di Valle Camonica. Milan. — Acquisition de forces hydrauliques et construction d'usines hydro-électriques. — Capital : 3 000 000 pouvant être élevé à 8 000 000 de lires.

AVIS

Société internationale des Électriciens.

La prochaine réunion mensuelle aura lieu le mercredi 4 juillet 1906, à 8 heures et demie précises du soir, dans la Salle des séances de la Société d'Encouragement, 44, rue de Rennes, Paris.

ORDRE DU JOUR :

1. Les méthodes de mesure dans la télégraphie sans fil, par M. TISSOT ;
2. Mesures de sécurité à conseiller pour l'exploitation des réseaux à courants alternatifs (résumé des discussions de la Société), par M. GROSSELIN.

* * *

ADJUDICATION

Concession de l'éclairage électrique de la ville de **Chambly** (Oise) avec établissement industriel et commercial à Chambly.

A adjuger le 7 *juillet*, 2 h. ; Me QUENTIER, notaire à Chambly. Mise à prix pouvant être baissée, 10 000 fr. Consign. 3 000 fr.

S'adresser à M. Manteau, liq., 60, rue Caumartin, Paris, et au notaire.

BREVETS A CÉDER

BREVET FRANÇAIS 257 248.

Régulation pour Lumières. — On désire céder ce brevet ou en accorder des licences.

S'adresser à C. PIEPER, ing. et PATENTANWALT, Hindersintr., 3, Berlin, N. W. 40.

* * *

Wattmètres et autres instruments à équipage mobile. — M. ARCIONI, titulaire des brevets nos 318 927 et 318 928, désireux de donner plus d'extension aux applications de ses systèmes en France, accorderait des licences d'exploitation ; il céderait, au besoin, la propriété entière des brevets.

Pour renseignements, s'adresser à l'*Office de Brevets d'Invention* de M. Ch. Assi, *Ingénieur-Conseil*, 41 à 47, rue des Martyrs, Paris.


UNIVERSITY OF MICHIGAN
3 9015 07500 0888





